



Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique.

Dany Prieto Rodriguez

► To cite this version:

Dany Prieto Rodriguez. Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique.. Autre. CentraleSupélec, 2015. Français. NNT : 2015CSUP0013 . tel-01323021

HAL Id: tel-01323021

<https://theses.hal.science/tel-01323021>

Submitted on 30 May 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : 2015-13-TH

CentraleSupélec

ECOLE DOCTORALE STITS

« *Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes* »

Laboratoire de GeePS – Département Énergie

THÈSE DE DOCTORAT

DOMAINE : SPI

Spécialité : Énergie

Soutenue le 24 juin 2015

par :

Dany PRIETO

Titre de la thèse

Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents
et de leur électronique

Composition du jury :

Directeur de thèse :

Co-directeur de thèse :

Président du jury :

Rapporteurs :

Examineur :

Co-encadrants :

M. Daniel SADARNAC

M. Philippe DESSANTE

M. Claude MARCHAND

M. Daniel MATT

M. EL Hadi ZAÏM

M. Frédéric GILLON

M. Jacques SAINT-MICHEL

M. Jean-Claude VANNIER

Professeur (CentraleSupélec)

Professeur (CentraleSupélec)

Professeur (LGEP/Paris Sud)

Professeur (Université de Montpellier)

Professeur (Polytech Nantes IRENA)

Professeur (École Centrale de Lille)

Directeur Scientifique (Leroy-Somer/Angoulême)

Professeur (CentraleSupélec)

Aucun de nous ne sait ce que nous savons tous, ensemble.

Euripide

*Il y a bien des manières de ne pas réussir, mais la plus sûre est de ne jamais
prendre de risques.*

Benjamin FRANKLIN

Remerciements

Tout d'abord, je cite les membres du jury : M. Claude Marchand, le président, MM. Daniel Matt et El-Hadi Zaïm, les rapporteurs, et M. Frédéric Gillon, l'examineur. Je vous remercie pour le temps consacré à la lecture de ce manuscrit et vos analyses pertinentes.

J'adresse mes sincères remerciements à M. Jean-Claude Vannier, directeur du département Énergie, et M. Philippe Dessante, mon directeur de thèse, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire, pour leur aide et leur disponibilité afin d'affronter les difficultés liées à la thèse.

Je tiens à remercier la société Moteurs Leroy-Somer, et surtout les personnes qui ont participé au suivi des travaux de thèse. J'exprime ma gratitude à M. Cédric Plasse, VP Projets et E&D, pour sa confiance liée à la réalisation de cette thèse CIFRE. J'exprime également ma reconnaissance à M. Jacques Saint-Michel, Directeur Scientifique, pour avoir partagé toute son expertise du domaine des machines électriques. Je remercie M. Xavier Jannot, mon tuteur de thèse, et M. Benjamin Dagusé pour tous les échanges scientifiques, les conseils techniques et humains et leur aide pendant la rédaction de ce manuscrit. Je remercie M. Mike McClelland pour son aide lors de cette thèse. Je ne peux pas oublier M. Michel Labonne, mon maître de stage, tous mes remerciements pour avoir cru en moi et pour les encouragements lors de ma candidature à la thèse. Je suis honoré de poursuivre mon parcours professionnel au sein de cette entreprise.

Les lignes suivantes sont pour mes camarades rencontrés au département durant ces années de thèse. Les anciens : Benjamin, Christophe L, Christophe G, Mayalen, Nicolas, Pierre, Rachelle, Soukayna et Tanguy, merci pour m'avoir orienté dès le premier jour à Supélec. Les « moins vieux » : Antoine, Florent, Ivan, Jad, Julien, Nadim, Paul-Antoine, Paul C, Sarah, Samy, Thomas et Trung. L'équipe hispanophone : Alex, Gilbert et Carmen. Les représentants de l'entreprise à Supélec : Alex, Paul A et Teodor, je vous laisse la suite des travaux. Un énorme remerciement à Stéphanie pour toute l'aide donnée durant ces trois années, elle est comme « la grande sœur » de tous les doctorants. Je dois évidemment remercier mes colocataires à Saulx-les-Chartreux : Ivan, Florent, Mickaël et Romain, pour toutes les soirées réalisées.

Je veux finir en remerciant les personnes les plus importantes, ma famille. Malgré la distance elles sont toujours présentes. Merci beaucoup pour son plein soutien.

Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique

Résumé

Cette thèse s'intéresse à l'étude d'une structure de moteur électrique à aimants permanents afin de réduire l'utilisation d'aimants à base de terres rares et qui puisse être utilisée pour des applications industrielles. Il est montré dans la première partie de ce travail de recherche que la machine synchro-réductante à aimants permanents est une bonne solution potentielle. Une analyse paramétrique est alors réalisée en utilisant une modélisation par éléments finis pour mettre en évidence les particularités de son comportement électromagnétique. Puis, une modélisation analytique multi-physique innovante du système convertisseur-moteur est détaillée dans le but de calculer les performances de ce dernier en un temps raisonnable. Les modèles multi-physiques présentés dans ces travaux concernent l'onduleur et le moteur. Ils intègrent les aspects électromagnétique, électrique, énergétique, thermique, mécanique et technico-économique. Le modèle multi-physique de la machine électrique est validé par comparaison à des résultats d'essais sur un prototype. Le modèle du système qui a été développé est ensuite utilisé dans une procédure de conception par optimisation de systèmes d'entraînements. Pour cela, une démarche d'optimisation originale est présentée pour le dimensionnement conjoint de deux applications en imposant la contrainte d'utiliser la même tôle magnétique. Il s'agit d'une part d'une application à vitesse fixe et d'autre part d'une application de type traction électrique. La méthode d'optimisation employée est à évolution différentielle. Les résultats des optimisations réalisées permettent de déterminer des conceptions optimales ou des compromis optimaux aux sens de Pareto qui répondent aux deux applications visées. Finalement, cette thèse a permis de positionner la machine synchro-réductante à aimants permanents parmi les structures de machines à fort potentiel industriel.

Mots clés

Modélisation, optimisation, machines synchro-réductantes, aimants permanents, interaction convertisseur-machine, multi-physique, analytique, algorithme d'évolution différentielle, MSAP.

Modelling and Optimisation of the Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines and of their Inverter

Abstract

This thesis focuses on the study of a structure of permanent magnet electric motor which reduces the amount used of permanent magnets composed of rare earths and which can be used in industrial applications. In the first part of the research work, it is shown that the permanent magnet assisted synchronous reluctance machine is a good alternative. A parametric analysis is realised using a finite element modelling in order to highlight the peculiarities of its electromagnetic behaviour. Then, an innovative multi-physic analytical modelling for the system inverter-motor is detailed in order to evaluate its performances in a reasonable computational time. The multi-physic models presented in this work concern the inverter and motor. They integrate the electromagnetic, electric, energetic, thermal, mechanic, and techno-economic aspects. The multi-physical model of the electric machine is validated by means of tests carried out on a prototype. The model of the system which has been developed is used in a design procedure by optimization of drive systems. For this purpose, an original optimization approach is presented for the simultaneous design of two applications by imposing the constraint of using the same magnetic lamination. On one hand it is an application of fixed speed and on the other hand an application of electric traction. The optimization method used is a type of differential evolution optimization. The results of the optimizations realised determine the optimal designs or the optimal compromise with Pareto front which deal with both applications. Finally, this thesis has placed the permanent magnet assisted synchronous reluctance machine among structures of machines with great industrial potential.

Keywords

Modelling, optimisation, synchronous reluctance machine, permanent magnets, interaction inverter-machine, multi-physic, analytical, differential evolution algorithm, PMSM.

Table des matières

Introduction générale	5
Chapitre I : Étude bibliographique des machines industrielles	9
I.1 Introduction	10
I.2 Machines électriques	11
I.2.1 Machines à courant continu	11
I.2.2 Machines asynchrones	13
I.2.3 Machines synchrones	15
I.2.4 Discussion des différents types de machines	23
I.2.5 Conclusion des types de machines	26
I.3 Aimants permanents	26
I.3.1 Principe	26
I.3.2 Types d'aimants permanents	29
I.3.3 Contexte économique des aimants permanents	32
I.3.4 Discussion technico-économique des types d'aimants permanents	35
I.4 Choix de la machine	35
I.5 Analyse des performances de la MSR-AP	38
I.5.1 Ondulations de couple	38
I.5.2 Pertes fer	39
I.5.3 Pilotage sans capteur de position	40
I.6 Mise en évidence des paramètres de la MSR-AP	42
I.7 Conclusion	44
Chapitre II : Analyse par éléments finis de la machine synchro- réductante assistée d'aimants permanents	45
II.1 Introduction	46
II.2 Calcul des performances électromagnétiques par éléments finis	47
II.3 Géométrie des machines synchro-réductantes	50
II.4 Influence des aimants permanents	52
II.4.1 Machine synchro-réductante	52
II.4.2 Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents	55

II.4.3 Comparaison des performances électromagnétiques des deux machines	58
II.5 Variation du nombre de pôles	61
II.6 Influence du nombre de barrières.....	65
II.7 Ondulations de couple	68
II.7.1 Influence de l'angle de calage	68
II.7.2 Influence de l'angle d'ouverture des barrières de flux.....	70
II.8 Influence des ponts rotoriques	74
II.8.1 MSR-AP à vide	75
II.8.2 MSR et MSR-AP en charge	76
II.9 Pilotage sans capteur de position	81
II.9.1 Machine de référence et plan d-q	81
II.9.2 Mesure des tensions V_d et V_q	82
II.9.3 Calcul des inductances	83
II.9.4 Restriction des points pour le pilotage sans capteur	85
II.10 Conclusion.....	86
Chapitre III : Modélisation analytique multi-physique	89
III.1 Introduction.....	91
III.2 Modélisation analytique multi-physique de l'onduleur	92
III.2.1 Modèle de la commande	93
III.2.2 Modélisation énergétique.....	94
III.2.3 Modélisation thermique	97
III.2.4 Modélisation technico-économique	98
III.2.5 Couplage des modèles.....	99
III.2.6 Critère de choix d'un composant	99
III.3 Modélisation analytique multi-physique du moteur	100
III.3.1 Modélisation électromagnétique	100
III.3.2 Modélisation électrique.....	110
III.3.3 Modélisation énergétique.....	112
III.3.4 Modélisation thermique	124
III.3.5 Modélisation mécanique	137

III.3.6 Modélisation technico-économique.....	143
III.3.7 Couplage des modèles	145
III.3.8 Conclusion sur la modélisation analytique du moteur	146
III.4 Comparaison avec le modèle par éléments finis	147
III.4.1 Machine de référence	147
III.4.2 Induction d'entrefer	148
III.4.3 Induction des ponts tangentiels	149
III.4.4 Inductions dans le rotor	151
III.4.5 Couple électromagnétique moyen	152
III.4.6 Facteur de puissance interne.....	153
III.4.7 Tension entre phases.....	154
III.4.8 Pertes fer	155
III.4.9 Conclusion de la validation par éléments finis.....	157
III.5 Validation par maquettage – Résultats d'essais	157
III.5.1 Résistance électrique	157
III.5.2 Couple moyen.....	158
III.5.3 Facteur de puissance.....	159
III.5.4 Tension entre phases.....	160
III.5.5 Rendement.....	161
III.5.6 Température du bobinage	161
III.5.7 Conclusion de la validation par maquettage.....	162
III.6 Étude du pilotage sans capteur de position	163
III.6.1 Machine de référence	163
III.6.2 Validation du modèle analytique.....	163
III.6.3 Conclusion du pilotage sans capteur	166
III.7 Conclusion.....	166
Chapitre IV : Mise en œuvre de la conception par optimisation ...	169
IV.1 Introduction	170
IV.2 Conception optimale	171
IV.2.1 Algorithmes déterministes.....	171
IV.2.2 Algorithmes stochastiques	172

IV.2.3 Discussion.....	172
IV.3 Description du problème d'optimisation	173
IV.3.1 Cahier des charges 1 – Gamme industrielle	173
IV.3.2 Cahier des charges 2 – Traction électrique.....	174
IV.3.3 Synthèse du problème d'optimisation	180
IV.3.4 Conclusion	182
IV.4 Méthode et démarche d'optimisation	182
IV.4.1 Algorithme d'évolution différentielle.....	183
IV.4.2 Application à plusieurs points de fonctionnement	187
IV.4.3 Conclusion	194
IV.5 Résultats des optimisations.....	194
IV.5.1 Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1	194
IV.5.2 Optimisation mono-objectif du cahier des charges 2	197
IV.5.3 Optimisation mono-objectif des cahiers des charges 1 et 2.....	201
IV.5.4 Optimisation bi-objectif.....	205
IV.6 Évaluation des gains technico-économiques	209
IV.7 Conclusion	210
Conclusions générales	213
Annexe I : Définition de paramètres géométriques du rotor de la MSR-AP.....	217
Annexe II : Analyse des ponts rotoriques – Lignes de champ	219
Références bibliographiques	221

Introduction générale

Les machines électriques ont été créées au XIX^e siècle. Depuis ces années, divers types de machines ont été conçues et améliorées selon l'évolution de la technologie au fil des époques. À partir du XX^e siècle, avec la découverte de composants d'électronique de puissance, les performances des machines électriques se sont grandement améliorées. Dans le même temps, la découverte des aimants permanents a permis de concevoir des machines électriques plus compactes.

Aujourd'hui, les machines électriques à aimants permanents sont réputées pour leurs bonnes performances et leur compacité. Ceci en fait des candidates à fort potentiel pour les applications embarquées ou pour des processus à haut rendement énergétique. Depuis les années 90, les aimants permanents à base de terres rares sont les plus utilisés dans les applications industrielles. Cependant, ces dernières années leur prix a connu des fluctuations importantes et leur extraction a été source de controverse. Par conséquent, vis-à-vis de ces problématiques, nous nous sommes intéressés à rechercher de nouvelles structures afin de remplacer dans certaines applications les machines à aimants permanents à base de terres rares.

Cette thèse s'est faite en partenariat avec l'entreprise Leroy-Somer, qui est un fabricant de machines électriques, alternateurs et moteurs, pour diverses applications. Leroy-Somer est un leader sur le marché des machines synchrones à aimants permanents pour les applications industrielles et s'intéresse aux évolutions technologiques de ces machines ainsi qu'à l'évaluation de structures de machines à aimants performantes.

L'intérêt de cette thèse est d'identifier une structure de machine synchrone à aimants permanents permettant de répondre à la problématique de la volatilité du prix des aimants à base de terres rares ainsi qu'aux difficultés écologiques liées à leur extraction. Face aux choix de la machine, nous retiendrons la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents.

L'objectif de nos travaux de thèse est de dimensionner ce type de moteur et leur électronique associée en utilisant une routine d'optimisation possédant un temps de résolution réduit. Par conséquent, nous nous sommes orientés vers une

modélisation analytique. Le modèle analytique doit prendre en compte plusieurs phénomènes afin d'être le plus précis possible.

Mes travaux de recherche portent sur le développement d'un modèle analytique multi-physique de la machine électrique et de son alimentation électronique adapté à des algorithmes d'optimisation. L'étude de ces machines doit effectivement se faire en même temps que celle de l'électronique de puissance permettant leur alimentation car il y a une interaction forte entre ces deux composants. Une fréquence de découpage élevée produirait plus de pertes dans les interrupteurs électroniques en raison du grand nombre de commutations à réaliser. Par contre une fréquence de découpage faible augmenterait les pertes fer de la machine en raison de la quantité des harmoniques de tension. L'étude doit donc prendre en compte l'ensemble de la chaîne de motorisation afin de réaliser une optimisation système complète et non pas composants par composants. L'optimisation se fera sur différents cahiers des charges (industriel et automobile). De plus, il faudra prendre en compte une contrainte industrielle portant sur la minimisation du nombre de circuits magnétiques afin de répondre à plusieurs cahiers des charges distincts. Cela nous amènera à formuler un problème d'optimisation original conduisant à des résultats optimaux représentés sous forme d'un front de Pareto. Le choix d'une solution finale se fera alors parmi tous les compromis de ce front.

Le présent rapport de thèse est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre détaille les différents types de machines électriques que l'on peut trouver dans l'industrie afin de justifier l'intérêt de l'étude de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents. Ces machines pourront remplacer une partie des machines actuelles à aimant en terres rares sur plusieurs applications. De plus, pour les applications à forte puissance, la structure étudiée permet d'utiliser des aimants en terres rares, mais en quantité réduite.

Le chapitre II présente des analyses réalisées en employant un modèle par éléments finis. La contrainte industrielle d'utiliser un stator fixé et existant est dans un premier temps prise en compte. Les machines synchro-réductantes assistées d'aimants permanents sont comparées aux machines similaires sans aimants. Une analyse des ondulations de couple y est développée et on y étudiera aussi l'impact des ponts rotoriques sur les performances de la machine.

Le chapitre III développe la modélisation analytique multi-physique d'un système onduleur-moteur. Dans ce chapitre on détaille séparément la modélisation de l'onduleur et du moteur.

Dans une première partie, une modélisation analytique multi-physique de l'électronique de puissance employée est développée. Elle concerne les aspects énergétique, thermique et technico-économique. Le modèle énergétique permet de calculer les pertes dans les composants électroniques, et le modèle thermique permet d'estimer leurs températures. Le but est de prédire le rendement du convertisseur électronique pour un point de fonctionnement. L'analyse est complétée par le modèle technico-économique qui présentera la manière de calculer le coût du convertisseur électronique.

Dans une seconde partie, les performances de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents sont calculées. Pour cela on propose de bâtir des modèles magnétique, électrique, énergétique, thermique, mécanique et technico-économique. Le modèle magnétique calcule les performances électromagnétiques, le couple électromagnétique, le facteur de puissance interne et la tension interne. Il tient compte des effets de la saturation, des fuites d'encoches statoriques et de l'influence des ponts rotoriques. Le modèle électrique permet de calculer la résistance du bobinage et l'inductance de fuites des têtes de bobines. Le but est d'obtenir les grandeurs électriques aux bornes de la machine. Le modèle énergétique quant à lui détaille l'estimation des pertes par effet Joule, fer et mécaniques. Le modèle de calcul de pertes par effet Joule prend en compte l'influence de la haute fréquence sur la résistance électrique. Les pertes fer considèrent que l'induction est non-sinusoïdale et intègrent l'influence d'une alimentation par MLI. Les pertes mécaniques sont divisées en pertes par frottement et en pertes dues à la ventilation. Le modèle thermique évalue, à partir des pertes fournies par le modèle énergétique, les échauffements dans les différentes parties de la machine, en s'intéressant particulièrement au bobinage et aux aimants permanents. Le modèle mécanique dimensionne les fentes au rotor et s'accompagne de celui des ponts rotoriques qui doivent supporter les efforts en fonction de la vitesse de rotation.

Les modèles sont validés soit par des comparaisons avec des résultats issus de modèles par éléments finis soit par des comparaisons avec des résultats d'essais sur un prototype. Les modèles analytiques magnétique et électrique doivent être capables d'analyser le risque de démagnétisation des aimants et la possibilité d'utiliser la technique du pilotage sans capteur de position.

Le chapitre IV réalise le dimensionnement d'un système onduleur-moteur par une routine d'optimisation. Une méthode d'optimisation adéquate à ce type de

problème de dimensionnement est sélectionnée. La thèse se centrera sur le souci continu de minimiser le coût des matières actives mises en œuvre dans le système onduleur-moteur. Deux applications sont visées : une concernant un cahier des charges type industriel et une concernant un cahier des charges de type traction électrique. Les deux cahiers des charges seront transformés en problèmes d'optimisation sous contraintes. Le dimensionnement des deux systèmes doit se faire sous la contrainte d'utiliser la même tôlerie pour les deux applications. Cette thèse proposera une méthodologie pour réaliser le dimensionnement des deux cahiers de charges simultanément.

Les résultats des optimisations fourniront plusieurs solutions. Une machine sera sélectionnée et confrontée avec une solution actuelle. Cela permettra de positionner la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents parmi les structures de machines existantes.

Chapitre I : Étude bibliographique des machines industrielles

Table des matières

Chapitre I : Étude bibliographique des machines industrielles.....	9
I.1 Introduction	10
I.2 Machines électriques	11
I.2.1 Machines à courant continu	11
I.2.2 Machines asynchrones	13
I.2.3 Machines synchrones	15
I.2.4 Discussion des différents types de machines	23
I.2.5 Conclusion des types de machines	26
I.3 Aimants permanents	26
I.3.1 Principe	26
I.3.2 Types d'aimants permanents	29
I.3.3 Contexte économique des aimants permanents	32
I.3.4 Discussion technico-économique des types d'aimants permanents	35
I.4 Choix de la machine	35
I.5 Analyse des performances de la MSR-AP	38
I.5.1 Ondulations de couple	38
I.5.2 Pertes fer	39
I.5.3 Pilotage sans capteur de position	40
I.6 Mise en évidence des paramètres de la MSR-AP	42
I.7 Conclusion	44

I.1 Introduction

Ce chapitre a pour but de définir la machine électrique à étudier dans le cadre de cette thèse. Pour cela, nous avons besoin de connaître certains critères : les différents types de machines et l'évolution des prix de matériaux et leur disponibilité dans le marché.

Pour commencer nous citerons les types de machines électriques existantes en expliquant leurs avantages et leurs inconvénients, dans le but de faire un choix approprié. L'aspect système {convertisseur – machine électrique} étant important, nous présenterons les convertisseurs à utiliser pour les différents types de machines. Dans cette partie l'analyse se focalisera essentiellement sur la technique.

Les aimants permanents étant un sujet d'actualité dans la conception de moteurs électriques, ils seront détaillés. On fera un point sur ses performances techniques et ses évolutions économiques dans les dernières années. Cela servira pour réaliser un comparatif des types d'aimants. La conclusion de cette partie aidera à la décision du type de machine à étudier.

Nous présenterons la machine choisie avec un critère technico-économique. Après cela, nous analyserons les performances de cette machine, étant parmi elles les pertes fer, les ondulations de couple et le pilotage sans capteur de position. Enfin les paramètres à prendre en compte pour un dimensionnement sont mis en évidence.

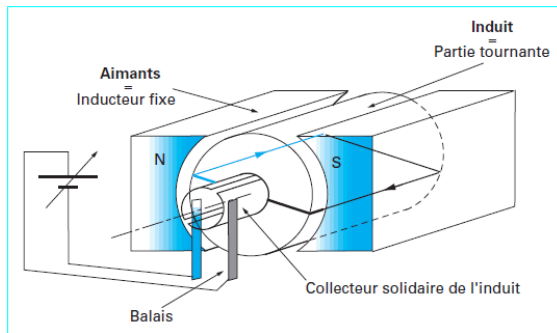
I.2 Machines électriques

Les machines électriques sont un élément important dans le monde industriel, elles font partie dans plusieurs applications, par exemple le ventilateur, l'ascenseur, le pompage, le convoyage, le broyage, le compresseur et la traction. Les moteurs électriques représentent le 70 % de la consommation électrique industrielle. De plus, ces mêmes machines électriques sont à source de la création d'électricité (turbo-alternateur de centrales, éoliennes). Il est important de rechercher des solutions innovantes sur ce domaine. Dans un premier temps, les machines électriques ont un fort lien avec l'économie de l'énergie et l'environnement, ainsi la demande de concevoir des moteurs électriques avec les moindres pertes possibles est d'actualité. Un autre sujet de ces dernières années est l'augmentation de prix de terres rares, qui est actuellement un matériau important pour la conception des machines électriques. Cela produit par conséquent une augmentation du coût d'une grande partie des machines électriques. Les constructeurs de machines électriques ont les deux défis, augmenter le rendement (réduction de pertes) et réduire le coût de matières premières des machines électriques, cela conduit à l'utilisation optimale des matériaux « nobles ».

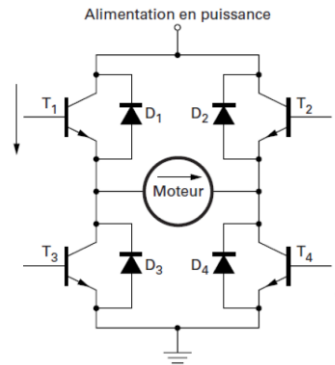
Pour ce but, nous analysons les différents types de machines électriques. Elles se divisent en machines : à courant continu, asynchrones et synchrones.

I.2.1 Machines à courant continu

Les machines à courant continu sont le premier type de machine électrique développé durant cette analyse comparative. La *Figure 1(a)* montre son principe, l'ensemble collecteur-balais se charge de changer le sens du flux vu par le rotor. Cependant, ce système collecteur-balais dévient un inconvénient [BET99], car il demande un coût d'entretien supplémentaire. Elle est surtout utilisée pour des applications de faibles puissances, par exemple les actionneurs d'obturateurs qui régulent le flux d'air dans la chambre de combustion d'une voiture [GUT12]. Le convertisseur d'alimentation pour cette machine est un pont H, *Figure 1(b)*, ce qui est simple à développer.



(a) Moteur à courant continu à aimants permanents simplifié [BET99]



(b) Pont en H pilotant une MCC dans les deux sens de rotation [GUT12]

Figure 1 : Machine à courant continu

Lorsqu'on dimensionne un moteur à courant continu pour des puissances moyennes, la structure devient plus volumineuse. La *Figure 2* montre les composants d'une telle machine.

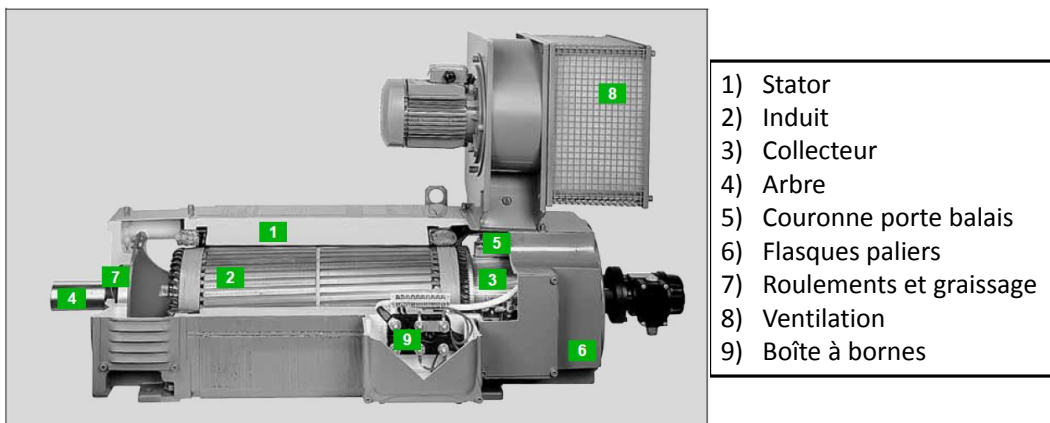


Figure 2 : Composants de la machine à courant continu

On peut remarquer que ces machines ont besoin d'un moteur auxiliaire pour sa ventilation. Les applications étant orientées vers les moyennes puissances et des machines sans entretien régulier, les machines à courant continu ne rentrent pas dans le cadre et dans les applications visées par cette thèse.

I.2.2 Machines asynchrones

Les machines asynchrones se caractérisent par une différence entre la vitesse angulaire du rotor et celle du champ tournant inducteur (stator). Il existe deux types de machines asynchrones, différenciés au niveau du type d'enroulement au rotor : bobiné et à cage d'écureuil.

Ces deux types de machines sont affichés sur la *Figure 3*. Sur la figure (a) le stator est le même pour les deux types d'enroulement. Sur la figure (b), le rotor bobiné est appelé rotor à bagues, ce type de machine reste assez onéreux en raison de l'utilisation du cuivre dans le rotor. Sur la figure (c), le rotor à cage, il est devenu intéressant pour plusieurs applications, car il n'a pas besoin d'un bobinage supplémentaire, et par conséquent ce type de machine devient plus compact et moins onéreux que celle à rotor bobiné.

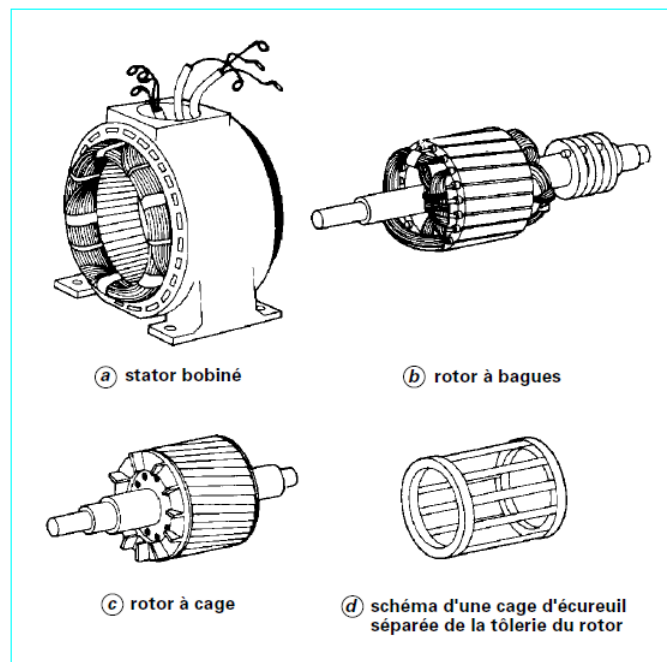


Figure 3 : Parties principales de la machine asynchrone [POL98]

Un inconvénient de la machine asynchrone à cage est le fort courant au démarrage. L'auteur de [POL98] propose d'autres formes d'encoches afin de limiter ce courant.

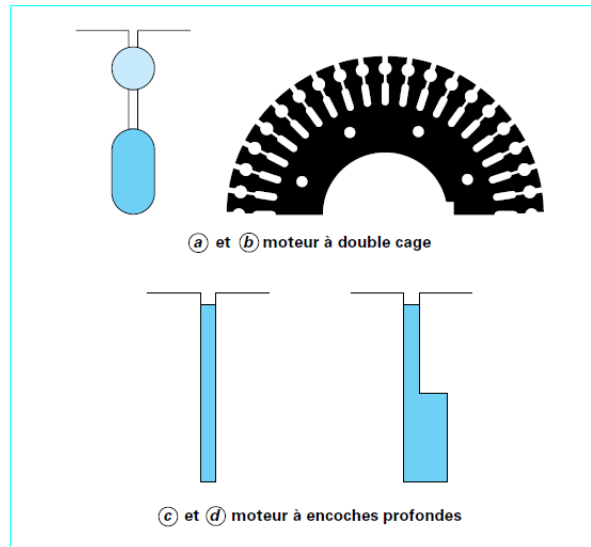


Figure 4 : Différentes formes d'encoche du rotor à cage [POL98]

Le convertisseur de la machine asynchrone contient plus d'interrupteurs que celui de machine à courant continu, cependant il reste assez simple et sa commande vectorielle est rapide de mettre en œuvre, *Figure 5*. Ce type de convertisseur est devenu un standard dans l'industrie.

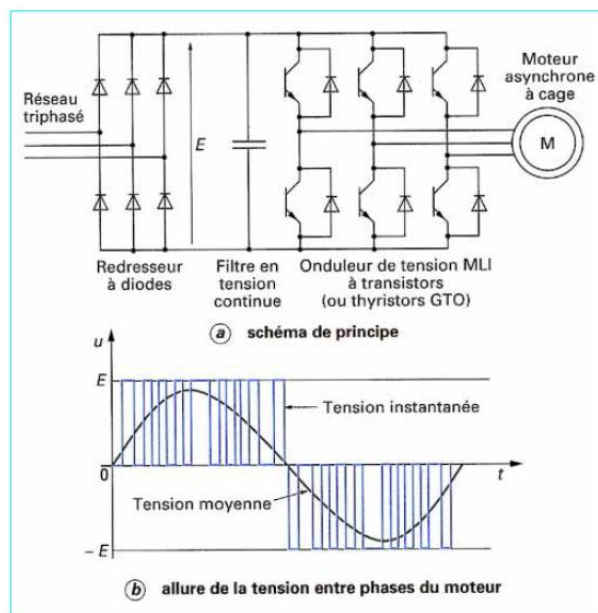


Figure 5 : Convertisseur de fréquence à modulation de largeur d'impulsion [DES96]

Sur la *Figure 5(a)*, la variation de fréquence est réalisée avec un onduleur à 3 bras, donc 6 interrupteurs, pour générer une alimentation triphasée.

La machine asynchrone à cage est la plus intéressante à analyser grâce à sa compacité et à son coût vis-à-vis de la machine asynchrone à rotor bobiné. Nous gardons comme option cette machine afin de l'analyser et de la confronter plus tard à d'autres types de machines.

1.2.3 Machines synchrones

Par principe, les machines synchrones ont la même vitesse angulaire entre le rotor et le champ tournant (stator). Les machines synchrones peuvent être classées selon la nature de leur excitation (bobinage ou aimants permanents) et par leur rapport de saillance : $\xi = L_q/L_d$ [CHE04]. Leur classement est indiqué à la figure suivante :

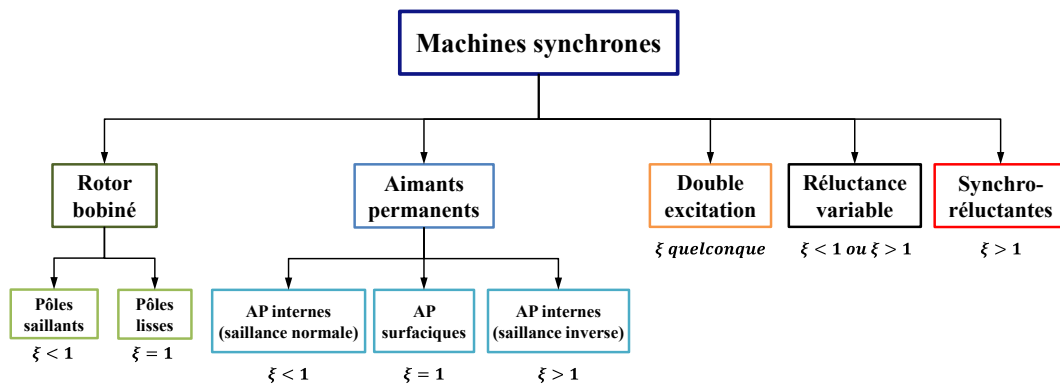


Figure 6 : Classement des machines synchrones

1.2.3.1 Machine synchrone à rotor bobiné

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée. Le bobinage au rotor est alimenté en courant continu, alors que les bobinages au stator conduisent du courant alternatif. Dans ce type de machine synchrone il existe deux sous-types : la machine synchrone à rotor bobiné et à pôles lisses, *Figure 7(a)*, et la machine synchrone à rotor bobiné et pôles saillants, *Figure 7(b)*. La première présente un rapport de saillance unitaire, par contre la seconde a un rapport de saillance inférieur à l'unité ($L_d > L_q$). La caractéristique de ces deux machines est qu'elles sont réglables au rotor, cependant il faut avoir un régulateur de courant continu.

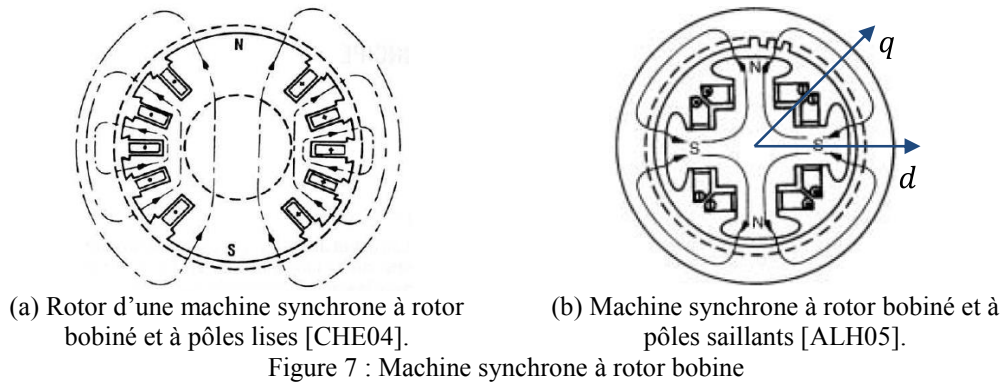


Figure 7 : Machine synchrone à rotor bobine

1.2.3.2 Machine synchrone à aimants permanents

Le champ magnétique généré par le rotor est constant grâce aux aimants permanents. Ce type de machines est classé selon la valeur du rapport de saillance (ξ), *Figure 6*. La *Figure 8* présente différentes structures rotoriques, selon la position de l'aimant.

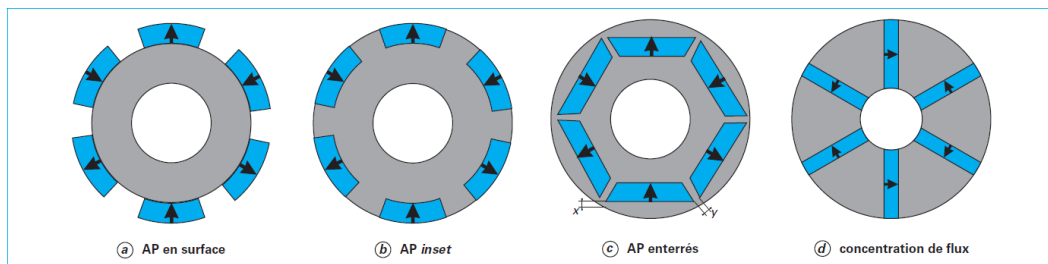


Figure 8 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP [FOD09]

La caractéristique principale de la machine à aimants permanents est que son couple électromagnétique est produit principalement par l'aimant. Ainsi, l'utilisation d'aimants à forte énergie est primordiale pour avoir de bonnes performances.

1.2.3.3 Machine synchrone à double excitation (MSDE)

Ces machines présentent deux sources électromagnétiques, bobinage et aimant permanent, dans le rotor. Le bobinage sert à contrôler le flux généré par les aimants permanents. On peut ainsi trouver un très grand nombre de structures envisageables [CHE08]. Ces types de machines peuvent être classifiées en MSDE série et MSDE parallèle [HLI08].

La MSDE série dispose d'un bobinage induit au stator et deux sources de flux d'excitation au rotor (aimants permanents en surface et des bobines d'excitation),

Figure 9(a). Le flux généré par les bobines à double excitation traverse les aimants permanents, Figure 9(b).

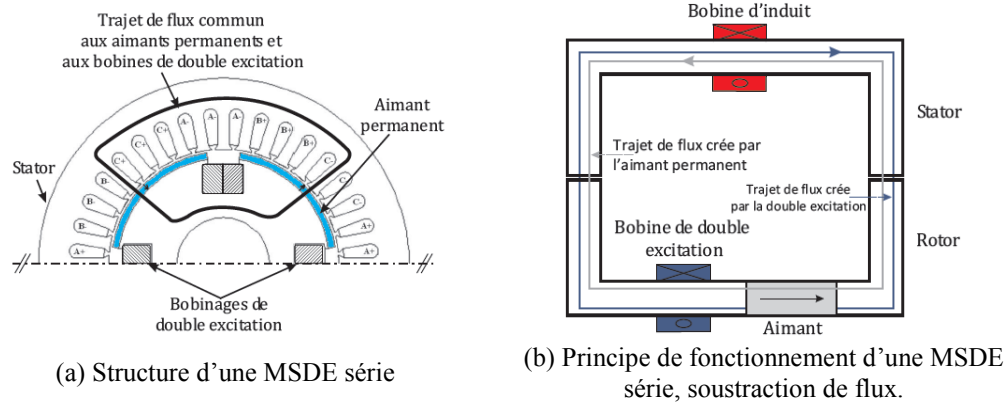


Figure 9 : Machine synchrone à double excitation série [HLI08].

On s'aperçoit que cette machine a besoin de deux bobinages, donc d'un point de vue sur l'alimentation électronique, elle reste complexe. Par conséquent, on ne peut pas la développer de façon industrielle.

1.2.3.4 Machine synchrone à réluctance variable

Le principe de fonctionnement de ce moteur est différent des autres moteurs. Chaque phase est alimentée de façon indépendante. Le couple est produit par la différence de réluctances.

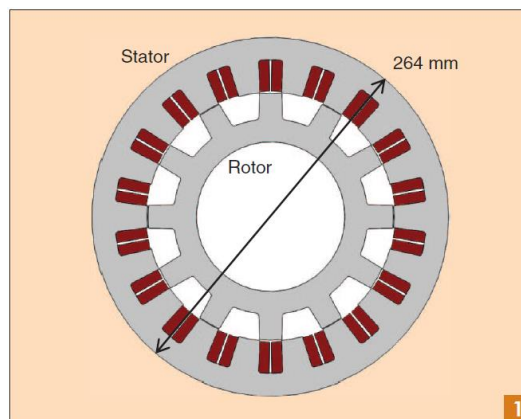
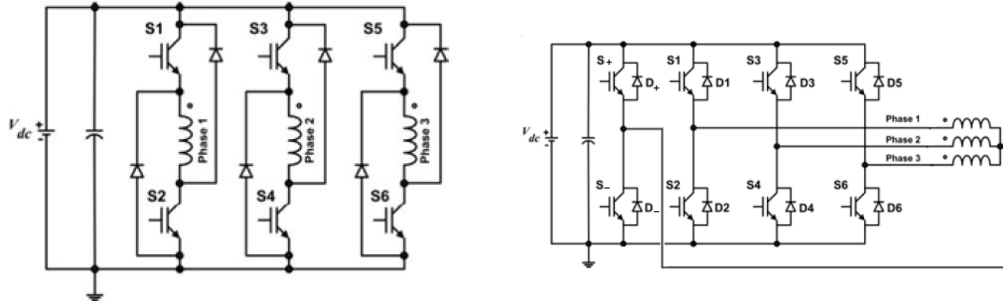


Figure 10 : Machine synchrone à réluctance variable [KIY14]

L'avantage de cette machine est son coût réduit. En plus elle ne présente ni pertes Joule au rotor ni risques de démagnétisation des aimants permanents. L'auteur de [KIY14] soutient que cette machine est d'intérêt pour les applications de véhicule électrique au niveau de son coût. Malheureusement, son grand inconvénient est la complexité de son alimentation électronique. Elle n'est pas

standard dans le milieu industriel et donc son coût est élevé. Cela produit un fort coût du système convertisseur- machine.



(a) Onduleur triphasé en demi-pont asymétrique

(b) Onduleur « N+1 »

Figure 11 : Onduleurs adaptés à la machine à réluctance variable [ILE11]

1.2.3.5 Machine synchro-réductantes

Ce sont structurellement des machines synchrones à pôles saillants dépourvues d'excitation. Ces machines se basent sur la saillance due à la présence de denture dans le stator et le rotor. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. Les inductances propres et mutuelles des enroulements de phases dues à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes directs et en quadrature sont variables. C'est cette variation qui produit la conversion de l'énergie. Elles sont généralement employées pour des applications à forte puissance et à haute vitesse.

Dans la littérature nous pouvons classer les différents types de machines synchro-réductantes de la manière suivante :

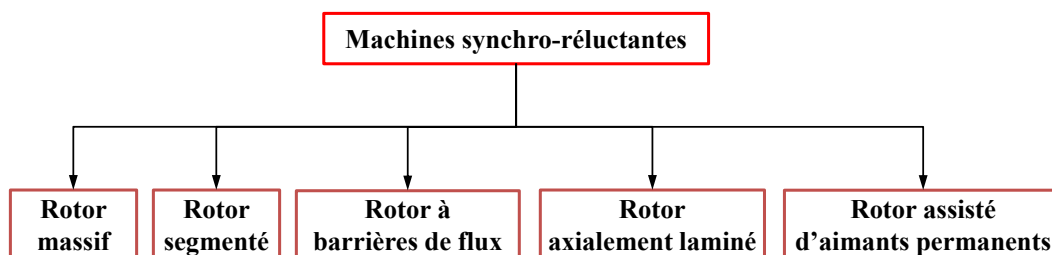


Figure 12 : Types de machines synchro-réductantes

➤ Machine synchro-réductante à rotor massif

Cette structure est réalisée en enlevant une partie du fer d'un axe afin d'augmenter le chemin dans l'air des lignes de champ et ainsi diminuer l'inductance L_d sur la Figure 13. L'avantage de cette machine est sa facilité pour

le découpage de tôles, ainsi sa fabrication est plus économique. De plus le rotor étant en tôle solide, elle supportera les fonctionnements à hautes vitesses. L'auteur de [RAM06] a obtenu un rapport de saillance de 4,5 et un facteur de puissance de 0,65 pour une puissance de 98,5 kW à 3000 tr/min. Ces valeurs, particulièrement le facteur de puissance, sont faibles par rapport aux autres machines synchrones.

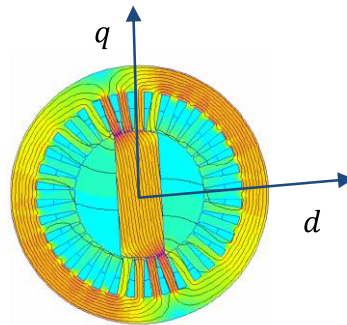


Figure 13 : Structure du rotor massif [RAM06]

L'auteur de [ZAI09] modifie le rotor afin d'augmenter le couple maximum. Il prend comme référence une structure de rotor solide, *Figure 14(a)*, pour une application à 20 kW à 20000 tr/min. La structure optimisée produit un couple maximal de 14 N.m. Il étudie initialement une structure avec de trous circulaires dans le rotor solide, *Figure 14(b)*, pour diminuer les pertes aérodynamiques, non négligeables à cette vitesse. Cependant, la machine optimale produit un couple maximal de 11,95 N.m. Il propose alors de réaliser la structure de la *Figure 14(c)*, les trous circulaires sont pris en compte pour réduire les pertes aérodynamiques et les encoches sont ajoutées afin d'augmenter le couple moyen. Ces encoches bloquent le passage de flux magnétique dans l'axe transversal, donc le couple pourra augmenter. La machine optimale obtenue par l'auteur présente un couple moyen de 15,88 N.m, c'est-à-dire un gain de 10% sur le couple maximum par rapport à la machine classique.

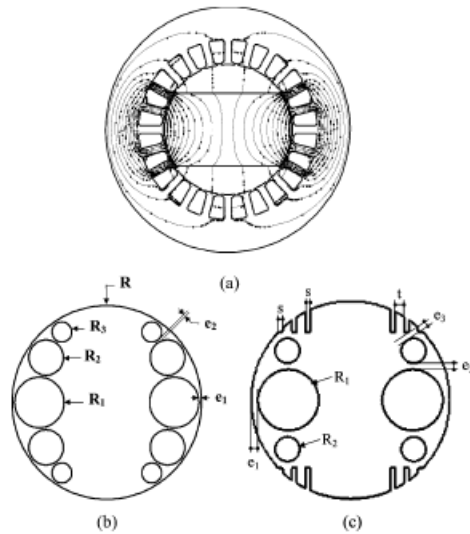
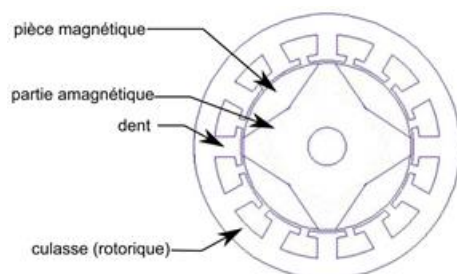


Figure 14 : Amélioration sur le rotor massif – (a) rotor classique, (b) rotor avec de trous et (c) rotor avec de trous et des encoches [ZAI09]

Enfin, bien qu'il y ait eu des améliorations sur cette machine, son rapport de saillance est faible. Ainsi, elle est limitée pour obtenir les performances souhaitées dans cette thèse.

➤ *Machine synchro-réductante à rotor segmenté*

Ces structures sont formées par segmentation du fer qui est assemblé sur une pièce amagnétique. Les applications sont adaptées aux petites tailles de moteurs, l'auteur de [DOC10] utilise cette structure pour un actionneur d'embrayage. La *Figure 15* montre la vue transversale du modèle de cette machine et la vue axiale d'un prototype. La tenue mécanique du rotor est plus faible que celle d'un rotor massif en raison des pièces polaires qui sont insérées. Cette structure atteint un rapport de saillance maximum de 5,1.



(a) Vue transversale du modèle



(b) Vue axiale du prototype

Figure 15 : Structure du rotor segmenté [DOC10]

➤ *Machine synchro-réductante avec un rotor à barrières de flux*

On s'intéresse maintenant au cas d'une machine avec barrières de flux au rotor. Ces barrières de flux sont obtenues par des fentes dans le rotor. L'objectif des barrières de flux est d'augmenter le rapport de saillance en augmentant la réluctance sur l'axe orthogonal à celles-ci pour empêcher le passage de flux magnétique au travers de cet axe, sur la *Figure 16(c)* il s'agit de l'axe d. Le couple est alors plus élevé par rapport aux deux cas précédents. Le rapport de saillance peut être modifié par les dimensions des barrières de flux. L'inconvénient d'une telle structure est qu'une barrière de flux a besoin de ponts afin d'assurer une tenue mécanique. Ces ponts ont un fort niveau de saturation en raison de leur faible épaisseur, ce qui provoque donc une diminution des performances de la machine. Les fortes ondulations de couple sont aussi un autre inconvénient de ce type de structure. Des études se sont intéressées à obtenir un couple sans ondulations avec un choix approprié du nombre de barrières de flux par rapport au nombre d'encoches du stator [VAG98].

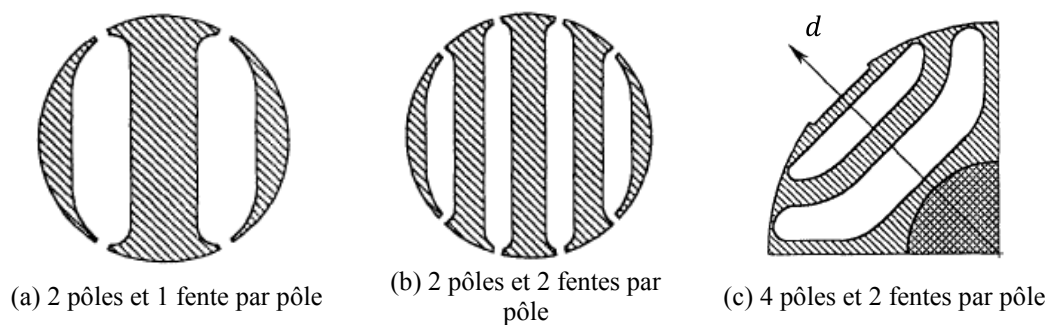


Figure 16 : Structures de rotors avec barrières de flux [VAG92]

Ces structures ont aussi le désavantage d'avoir un facteur de puissance faible.

➤ *Machine synchro-réductante avec un rotor axialement laminé*

Le rotor est conçu d'une manière différente par rapport aux structures précédentes. Les tôles dans ce cas sont empilées axialement. La *Figure 17* montre les vues transversale et axiale du rotor. L'objectif de disposer les tôles de cette manière est d'obtenir un meilleur rapport de saillance. Monsieur Bianchi [BIA02] a obtenu un rapport de saillance égal à 20 pour un rotor à faible saturation. Monsieur Boldea [BOL94] a conçu un moteur à fort facteur de puissance égal à 0,91 et un rendement de 84% avec un rapport de saillance égal à 16. Cependant, le grand inconvénient de disposer les tôles axialement est la faible tenue mécanique du rotor pour des applications à hautes vitesses.

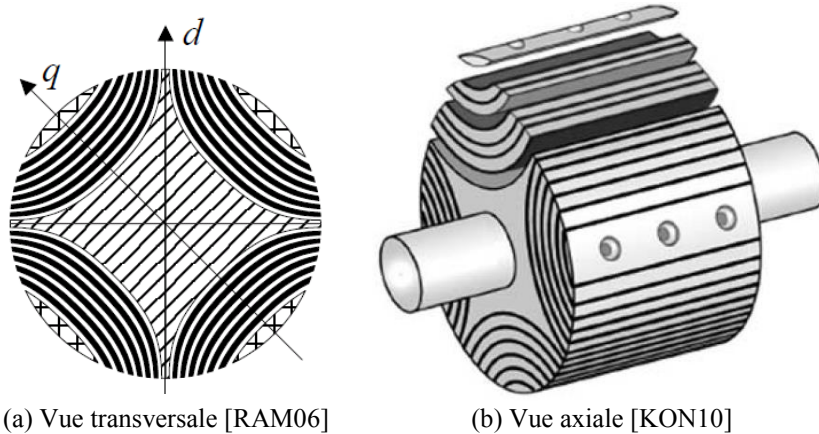


Figure 17 : Structure du rotor axialement laminé

➤ *Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents*

Une évolution du rotor à barrières de flux est d'insérer des aimants dans les fentes. Cette structure est appelée « machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents » car son couple est principalement produit par la saillance de la machine, l'aimant n'apporte qu'un faible pourcentage du couple. L'intérêt est que les aimants augmentent le facteur de puissance de la machine, ce qui est un point faible pour les structures synchro-réductantes. Les aimants augmentent évidemment le coût de la structure, mais cela peut être limité par le volume et le type d'aimant utilisé.

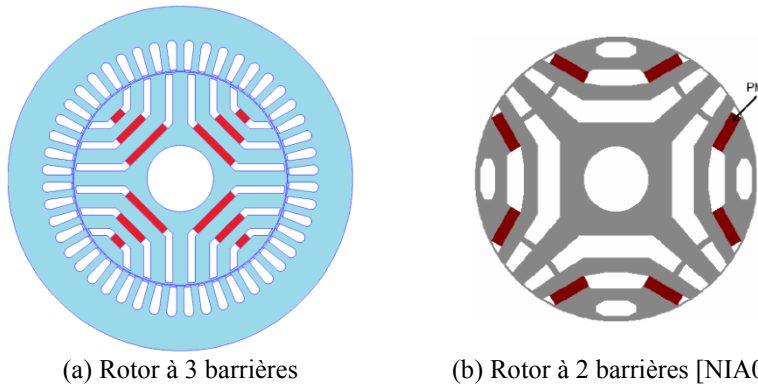


Figure 18 : Structure de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents (couleur rouge)

Plusieurs recherches sont menées afin d'améliorer les performances de ce type de moteur, comme maximiser le couple moyen et le facteur de puissance, ou minimiser les ondulations de couple [FRA93] [KIM07] [BAR10a] [BIA12] [JEO12].

I.2.4 Discussion des différents types de machines

Parmi toutes les machines présentées, les plus prometteuses sont la machine asynchrone à cage (MAS), la machine à aimants permanents (MSAP), la machine synchro-réductante avec un rotor à barrières de flux (MSR) et la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents (MSR-AP). Dans la suite, nous proposons de comparer leurs performances. L'analyse prend comme hypothèse que toutes les machines ont le même stator.

I.2.4.1 MSR et MAS

Nous commençons par la comparaison entre la machine synchro-réductante et la machine asynchrone. Ce sujet a intéressé les auteurs de [RAM06] [LIP91] [VAG94] [BOG05], ils détaillent que les machines synchro-réductantes présentent de meilleures performances que les moteurs asynchrones au niveau du couple, de la puissance et du rendement. En plus, l'absence des pertes Joule au rotor de la MSR est un avantage considérable par rapport à la MAS. L'auteur de [RAM06] prend par hypothèse les mêmes pertes Joule et le même état de saturation pour comparer les deux machines. Ainsi, l'analyse suivante est réalisée :

- $L_d(\text{MSR}) < L_s(\text{MAS})$ car le rotor de la MAS est lisse.
- $L_q(\text{MSR}) > L_{sc}(\text{MAS})$ car les flux de fuites de la MAS sont très faibles et leurs trajets sont constitués essentiellement d'air.
- Suite à un développement mathématique, le rapport de couples est défini par :

$$\frac{C_{MSR}}{C_{MAS}} = \frac{\left(1 - \frac{L_q}{L_d}\right)}{\left(1 - \frac{L_{sc}}{L_s}\right)} \times \frac{\sqrt{1 + \frac{R_r}{R_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 + \left(\frac{Id_{MAS}}{Iq_{MAS}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{Id_{MSR}}{Iq_{MSR}}\right)^2}} \quad (\text{I.1})$$

- L'égalité de l'état de saturation produit : $\Phi_{d_{MSR}} = \Phi_{d_{MAS}}$ ou $\frac{Id_{MSR}}{I_{d_{MAS}}} = \frac{L_s}{L_d}$
- Les pertes Joule sont égales, donc : $I_{d_{MSR}}^2 + I_{q_{MSR}}^2 > I_{d_{MAS}}^2 + I_{q_{MAS}}^2$
- Par conséquent, $C_{MSR} > C_{MAS}$

Nous pouvons conclure qu'à pertes Joule et états de saturation identiques, une MSR fournit en théorie plus de puissance qu'une MAS utilisant le même stator. Cela permet d'affirmer que la MSR produira un meilleur rendement que la MAS. De plus, le stator des deux machines est le même, ainsi le coût de la MSR sera légèrement inférieur à ceux de la MAS. Par conséquent, la MSR est la plus intéressante au niveau de performances et de coût entre les deux.

1.2.4.2 MSR et MSAP

Nous suivons une démarche similaire pour comparer la MSR et la MSAP. Nous gardons l'hypothèse que les deux machines ont les mêmes pertes par effet Joule et le même état de saturation.

- $L(\text{MSAP}) < L_d(\text{MSR})$ car la mise en place des aimants dans la MSAP nécessite un entrefer effectif plus grand que celui de la MSR.
- Suite à un développement mathématique, les rapports des couples et des facteurs de puissance sont définis par :

$$\frac{C_{MSR}}{C_{MSAP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \left(1 - \frac{L_{qMSR}}{L_{dMSR}} \right) < \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707 \quad (\text{I.2})$$

$$\frac{\cos \varphi_{MSR}}{\cos \varphi_{MSAP}} = \frac{\sqrt{1 + 2 \left(\frac{L_{MSAP}}{L_{dMSR}} \right)^2}}{\sqrt{2}} \times \frac{\frac{L_{dMSR}}{L_{qMSR}} - 1}{\sqrt{\left(\frac{L_{dMSR}}{L_{qMSR}} \right)^2 + 1}} < 1 \quad (\text{I.3})$$

Ces deux équations permettent de dire que la MSAP est de loin supérieur à la MSR de point de vue en couple et en facteur de puissance. Cependant, l'intérêt de la MSR est son coût peu onéreux et sa résistance aux températures élevées due à l'absence d'aimants. De plus, elle nécessite peu d'entretien et elle n'est pas limitée en courant par le risque de démagnétisation des aimants.

1.2.4.3 MSR et MSR-AP

Le couple moyen et le facteur de puissance de la MSR sont directement affectés par la différence et le rapport des inductances en quadrature et directe, $L_q - L_d$ et L_q/L_d . Les expressions de couple et du facteur de puissance sont données par les équations (I.4) et (I.5).

$$(C_{moy})_{max} = p(L_q - L_d)I^2 = pI^2 L_q \left(\frac{\frac{L_q}{L_d} - 1}{\frac{L_q}{L_d}} \right) = pI^2 L_q (K_c) \quad (\text{I.4})$$

$$(\cos \varphi)_{c_{max}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\frac{L_q}{L_d} - 1}{\sqrt{\left(\frac{L_q}{L_d}\right)^2 + 1}} \right) \quad (I.5)$$

Nous traçons les évolutions du coefficient du couple K_c et du facteur de puissance en fonction du rapport de saillance sur la figure suivante :

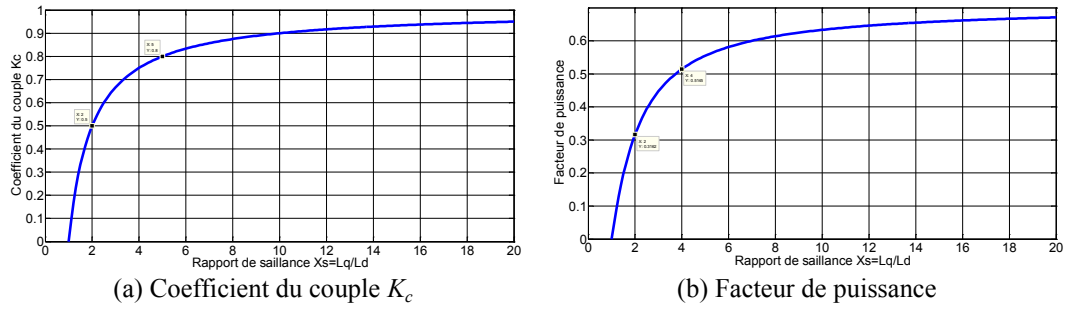


Figure 19 : Tendances des performances de la MSR

Nous voyons une augmentation importante des performances lorsque le rapport de saillance passe de 2 à 4, d'où l'intérêt d'augmenter le rapport de saillance. Ainsi, nous devons donc chercher à diminuer L_d et à augmenter L_q pour améliorer les performances de la MSR. Cependant, les courbes mettent en évidence qu'il y a une limite où le gain n'est pas très important.

L'utilisation d'aimants dans la MSR-AP apporte une solution à ce sujet. Les aimants augmentent le facteur de puissance. La Figure 20 met en évidence que la force électromotrice de la MSR rapproche le vecteur tension au vecteur courant.

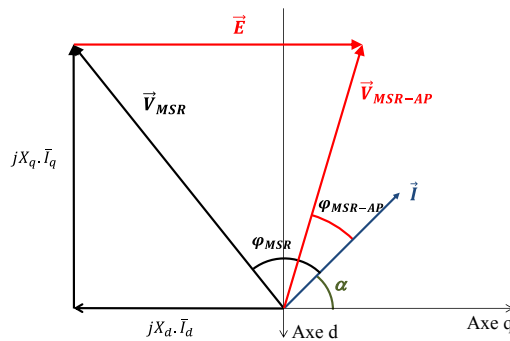


Figure 20 : Diagramme vectoriel de tensions de la MSR et de la MSR-AP

En plus les aimants apportent un pourcentage du couple électromagnétique. Par conséquent, il y a un fort intérêt d'étudier les MSR-AP.

I.2.5 Conclusion des types de machines

Après la comparaison entre les quatre types de machines (MAS, MSAP, MSR et MSR-AP), on conclut que la MSR a un couple et un facteur de puissance supérieurs à la MAS, mais inférieurs à la MSAP. Cependant, la MSR-AP présente des meilleurs performances que la MSR, et elle peut alors avoir des performances similaires à la MSAP. Pour cela, les machines électriques les plus intéressantes sont les MSAP et les MSR-AP. En plus, ces deux machines peuvent être alimentées par un onduleur triphasé à trois bras, qui est un standard dans l'industrie.

Une évidence dans ces machines est l'utilisation d'aimants permanents. Les MSAP utilisent des aimants à forte énergie, alors que pour les MSR-AP on préfère les aimants à faible énergie. Par conséquent, il est important de détailler les caractéristiques des aimants permanents et leurs types couramment utilisés dans l'industrie.

I.3 Aimants permanents

Les aimants permanents sont une matière première pour diverses applications dans le monde industriel [LEC07]. Ils ont donc un rôle important dans la fabrication des machines électriques. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs, c'est-à-dire, qu'ils gardent leurs propriétés magnétiques même en absence d'un champ magnétique extérieur.

I.3.1 Principe

Les aimants permanents sont caractérisés par la polarisation \vec{J} et l'induction magnétique \vec{B} , définies par les expressions (I.6) à (I.9).

$$\vec{J} = \mu_0 \vec{M} \quad (I.6)$$

$$\vec{J} = \vec{J}_R + \mu_0 \chi_r(\vec{H}) \vec{H} \quad (I.7)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} \quad (I.8)$$

$$\vec{B} = \vec{B}_R + \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (I.9)$$

Où \vec{M} est le vecteur d'aimantation, χ_r est la susceptibilité relative et μ_r est la perméabilité relative.

Dans les expressions (I.7) et (I.9), \vec{J} et \vec{B} ont une valeur non nulle à $\vec{H} = 0$, ces valeurs sont la polarisation et l'induction rémanentes. Elles sont des caractéristiques importantes des aimants.

Le cycle d'hystérésis de l'aimant permanent est tracé sur la *Figure 21*. On trouve : le cycle de polarisation $J(H)$, en noir, et le cycle d'induction $B(H)$, en rouge, ils sont affichés sur les quatre quadrants.

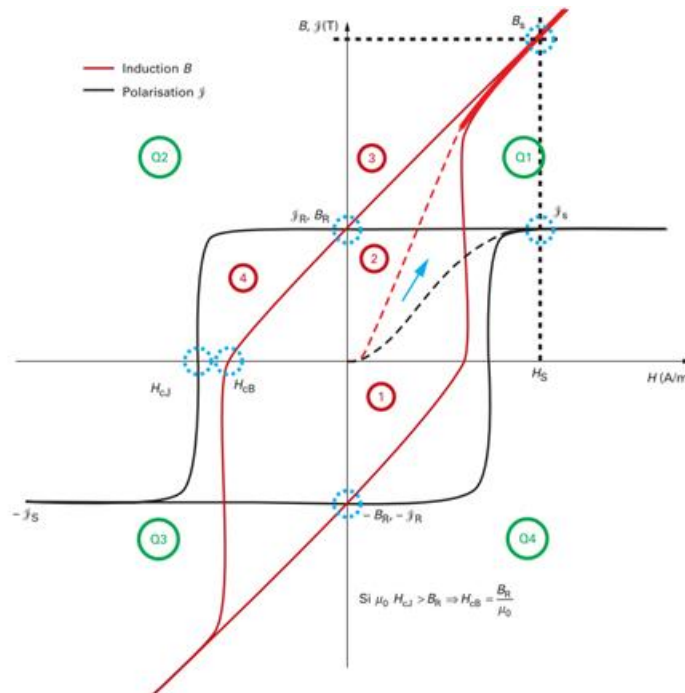


Figure 21 : Cycles d'hystérésis magnétique d'un aimant permanent [DUM12]

Les aimants travaillent principalement dans le quadrant Q2, appelé la zone de démagnétisation. Dans cette zone, les caractéristiques suivantes sont définies :

- l'induction rémanente B_R (champ magnétique nul),
- le champ coercitif de l'induction H_{CB} (induction nulle),
- le champ coercitif de la polarisation H_{CJ} (polarisation nulle), et
- le produit énergétique maximal $(BH)_{max}$

Ces caractéristiques dépendent fortement de la température de fonctionnement. L'élévation de température fait diminuer les caractéristiques pour tous les types d'aimants, sauf pour la ferrite dont le champ coercitif de la polarisation augmente. Deux coefficients de température sont définis :

- le coefficient de réversibilité en température de l'induction rémanente α_{Br} , et
- le coefficient de réversibilité en température du champ coercitif α_{CJ} .

Ces paramètres permettent de calculer le point de fonctionnement de l'aimant (H_A, B_A), qui est l'intersection entre la droite de charge, définie par le circuit magnétique, et la courbe de démagnétisation $B(H)$, *Figure 22*.

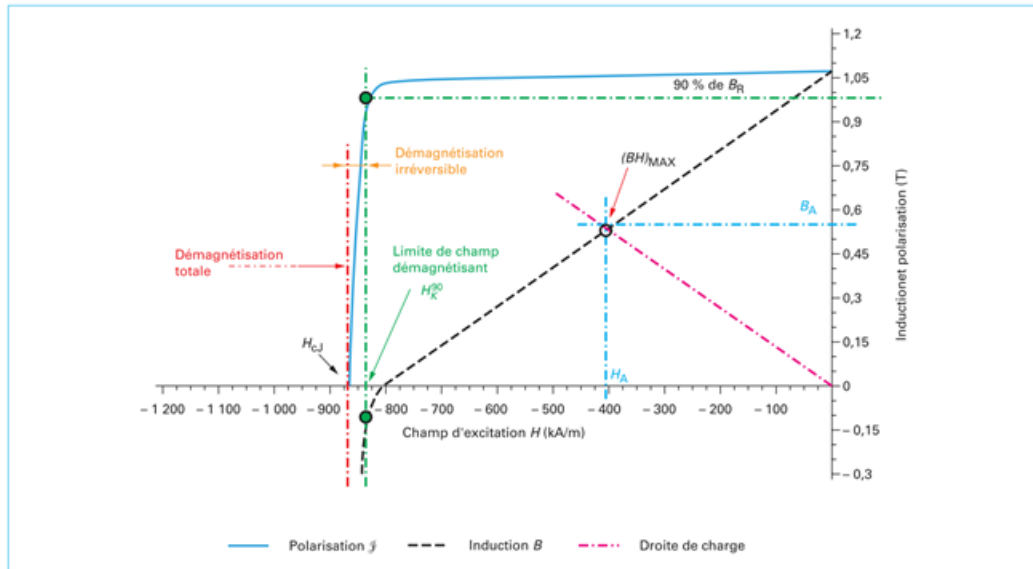


Figure 22 : Limites de fonctionnement de l'aimant permanent [DUM12]

La limite critique H_K^{90} est définie par la valeur du champ démagnétisant quand la polarisation est égale à 90% de B_R . Tant que le champ est inférieur à H_K^{90} , la démagnétisation sera réversible, c'est-à-dire que l'induction rémanente B_R restera la même après l'utilisation de l'aimant. Par contre si le champ est supérieur à H_K^{90} , la démagnétisation sera irréversible (démagnétisation partielle). Lorsque le champ disparaît, l'induction rémanente diminuera. L'auteur de [DUM12] cite un exemple où l'induction rémanente à 150 °C est de 1,17 T et après une démagnétisation partielle cette valeur peut diminuer à 0,92 T. La démagnétisation totale est atteinte lorsque le champ démagnétisant est égal au champ coercitif intrinsèque H_{CJ} .

Par conséquent, un aimant est plus difficile à démagnétiser si sa valeur de champ coercitif H_{CJ} est élevée, ainsi qu'une forte induction rémanente signifie flux magnétique plus élevé.

Les paramètres cités ($B_{Br}, H_{CJ}, BH_{max}, \alpha_R$ et α_{CJ}) sont les critères techniques à prendre en compte pour le choix du type d'aimant. Pour connaître plus en détail les caractéristiques des aimants, nous détaillons les principaux types d'aimants dans la section suivante.

I.3.2 Types d'aimants permanents

La description des types d'aimants permanents est basée sur les travaux réalisés par les auteurs de [LEB09].

I.3.2.1 Alnicos

Les aimants de type Alnico sont en alliage de type fer-nickel-aluminium. Ils ont été découverts dans les années 1930. Malgré l'ajout de cobalt et titane pour améliorer leurs propriétés, leurs valeurs de champ coercitif restent faibles pour les applications actuelles. La *Figure 23* montre les courbes pour quelques alliages. L'alliage à haut niveau d'induction rémanente présente un champ coercitif faible, le risque de démagnétisation totale est donc élevé. Un autre inconvénient est qu'ils appartiennent à la catégorie des aimants semi-rémanents, leur caractéristique est non-linéaire [LEB09], la modélisation sera donc plus difficile à réaliser. Cette catégorie d'aimant est plus sensible à une démagnétisation irréversible lorsque le champ est variable (cas de machines tournantes).

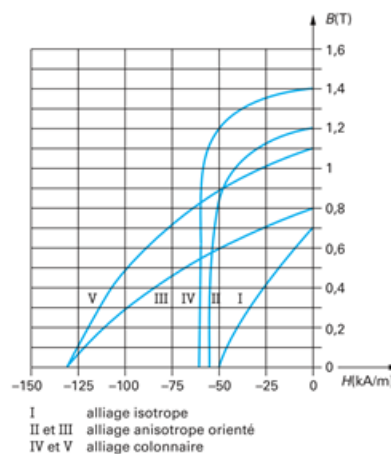


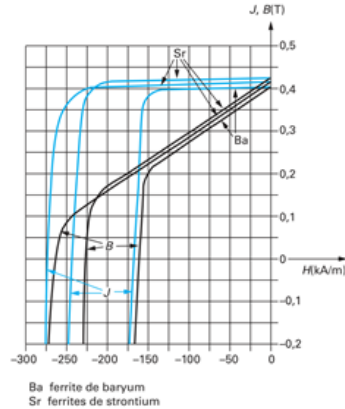
Figure 23 : Courbes de démagnétisation des aimants type alnico [LEB09]

Même si les Alnico ne présentent pas de bonnes performances magnétiques, ils sont encore utilisés pour certaines applications à températures élevées autour de 500 °C.

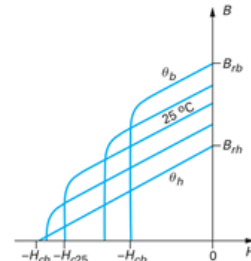
I.3.2.2 Ferrite

Les aimants type ferrite ont été découverts dans les années 1950, ils sont faits à base de céramiques d'oxydes de fer. L'utilisation du baryum ou strontium a amélioré leurs performances magnétiques [LEB09]. La *Figure 24(a)* présente les courbes de démagnétisation pour trois types de ferrites. En générale leur induction rémanente et leur champ coercitif sont faibles. Les aimants type ferrite présentent un avantage important par rapport aux autres types d'aimants, leur champ coercitif de polarisation augmente lorsque la température de fonctionnement augmente,

Figure 24(b). Ainsi, leur risque de démagnétisation à haute température est minimal. Le niveau de température de Curie atteint les 460 °C.



(a) Courbes de démagnétisation



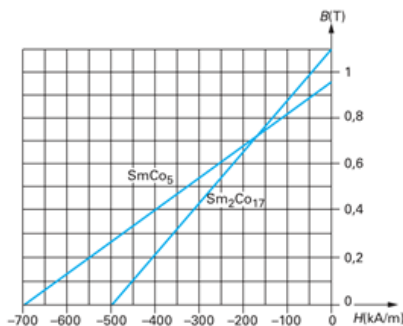
(b) Évolution avec la température de la courbe de démagnétisation

Figure 24 : Caractéristiques des aimants type Ferrite [LEB09]

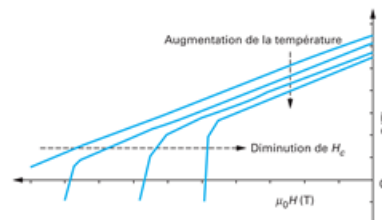
1.3.2.3 Samarium cobalt

Ce premier type d'aimant en terres rares a été découvert dans les années 1960. Le principal avantage était le fort produit énergétique, leurs courbes de démagnétisation sont affichées sur la Figure 25(a) pour deux classes : SmCo_5 et $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Pour la première fois l'induction rémanente atteignait le niveau de 1 T. Malheureusement, le procédé de fabrication est coûteux à cause des précautions prises pour éviter l'oxydation du samarium [LEB09].

Les performances magnétiques (induction rémanente et champ coercitif) se dégradent avec l'augmentation de la température, Figure 25(b). De plus, l'induction rémanente diminue aussi de manière irréversible à cause de l'instabilité chimique de l'aimant, c'est-à-dire que l'oxydation de l'aimant augmente avec la température.



(a) Courbes de démagnétisation [LEB09]



(b) Évolution avec la température de la courbe de démagnétisation [LEC07]

Figure 25 : Caractéristiques des aimants type SmCo

L'avantage de ce type d'aimants est sa température maximale de fonctionnement entre 450 et 550 °C. Par conséquent, ils seront utilisés pour des applications à hautes performances et à température élevée.

1.3.2.4 Néodyme fer bore

Le type d'aimant le plus récemment découvert dans les années 1980 est le NdFeB. L'objectif était d'obtenir un aimant à forte énergie, similaire au samarium-cobalt, mais à un prix réduit. La *Figure 26* présente les caractéristiques d'un aimant NdFeB du fabricant TDK [TDK11]. Les niveaux de l'induction et du champ coercitif sont élevés par rapport aux aimants type ferrite et Alnico. L'inconvénient de ce type d'aimants est sa faible température maximale de fonctionnement autour de 180 °C. La *Figure 26* met en évidence la dégradation de propriétés magnétiques à températures élevées, comportement similaire à l'aimant samarium cobalt.

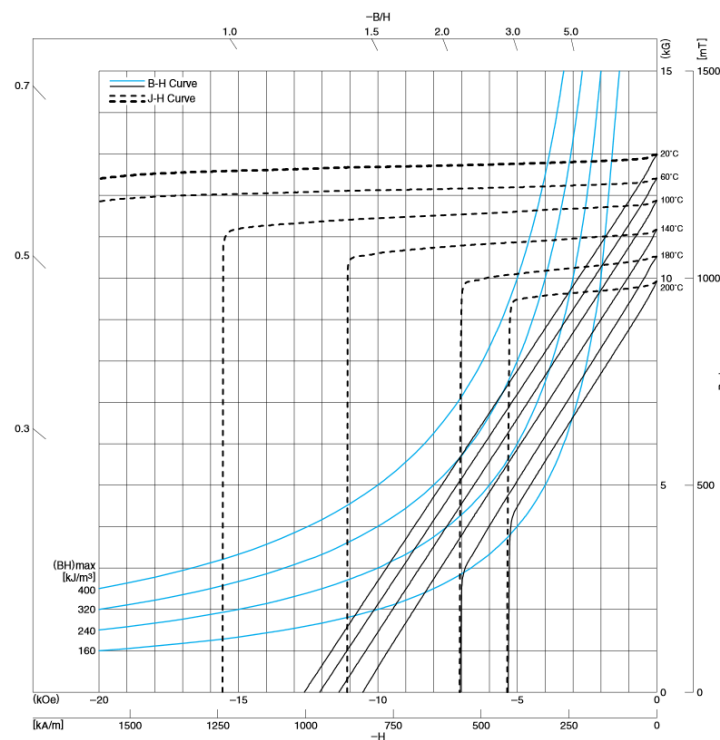


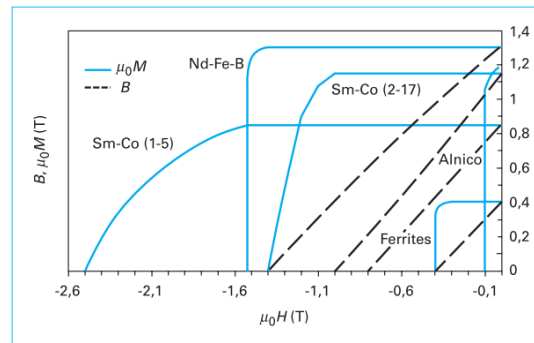
Figure 26 : Courbes de démagnétisation des aimants type NdFeB [TDK11]

1.3.2.5 Comparaison de types d'aimants

Nous montrons les courbes de démagnétisation et les valeurs numériques de propriétés magnétiques de différents types d'aimants sur la *Figure 27*. Le document de référence [LEC07] est daté de 2007, les valeurs numériques sont données afin d'apprécier l'ordre de grandeur.

Famille	Température de Curie (°C)	Température maximale d'utilisation (°C)	$(BH)_{\max}$ (kJ/m ³)	H_{cJ} (kA/m)	B_r (T)	Coefficient de température de H_{cJ} (en 10 ⁻² K ⁻¹)	Coefficient de température de B_r (en 10 ⁻² K ⁻¹)
Alnico	740 à 860	450 à 550	35,8 à 43,8	64 à 103	1,1 à 1,3	+ 0,03 à - 0,07	- 0,02
Ferrites (Sr)	450 à 460	250	25,5 à 40,6	200 à 400	0,38 à 0,46	+ 0,3 à + 0,5	- 0,18 à - 0,20
Sm-Co 1-5	700 à 750	250	135,3 à 151,2	960 à 1 600	0,82 à 0,87	- 0,15 à - 0,30	- 0,045 à - 0,050
Sm-Co 2-17	800 à 850	450 à 550	159,1 à 254,6	490 à 790	0,92 à 1,16	- 0,15 à - 0,30	- 0,030 à - 0,035
Nd-Fe-B	310 à 330	80 à 180	199,0 à 310,3	880 à 1 990	1,0 à 1,3	- 0,55 à - 0,65	- 0,11 à - 0,13

(a) Valeurs numériques de propriétés magnétiques



(b) Courbes de démagnétisation

Figure 27 : Comparatif de différents types d'aimants [LEC07]

Si l'on s'intéresse uniquement aux performances des aimants, nous pouvons conclure que les aimant type NdFeB présentent le meilleur produit énergétique, mais leur température d'utilisation est faible. Bien que cela soit un inconvénient, ils sont encore dans la plage de température des machines électriques. Les aimants type ferrite n'ont pas de problème avec la température d'utilisation, par contre leurs performances magnétiques sont plus faibles.

Les autres types d'aimants ne sont pas des candidats intéressants pour les applications industrielles standards, les Alnico ont des performances faibles et une courbe non-linéaire, plus délicate à modéliser, et le samarium cobalt a des performances plus faibles que le NdFeB tout en étant plus onéreux.

Après avoir étudié les performances magnétiques des types d'aimants permanents, nous nous intéressons à l'aspect économique de leurs composants.

1.3.3 Contexte économique des aimants permanents

Dans les applications industrielles, les aimants permanents de type terres rares ont été les plus utilisés durant les dernières années grâce à leur fort produit énergétique et leur coût raisonnable. Cependant l'élévation récente du prix de ces matériaux est devenue une problématique pour les constructeurs de moteurs. La Figure 28 montre le rapport entre le coût et l'énergie volumique de chaque type d'aimant avant l'élévation du prix de terres rares. L'auteur de [DUM12] avait mis

en évidence que les aimants type ferrite et NdFeB étaient les plus intéressants pour les applications industrielles.

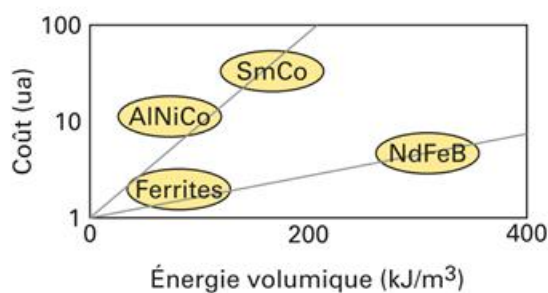


Figure 28 : Coût de différents types d'aimants [DUM12]

Les *Figure 29* et *Figure 30* montrent l'évolution du prix de deux composants des aimants permanents à terres rares.

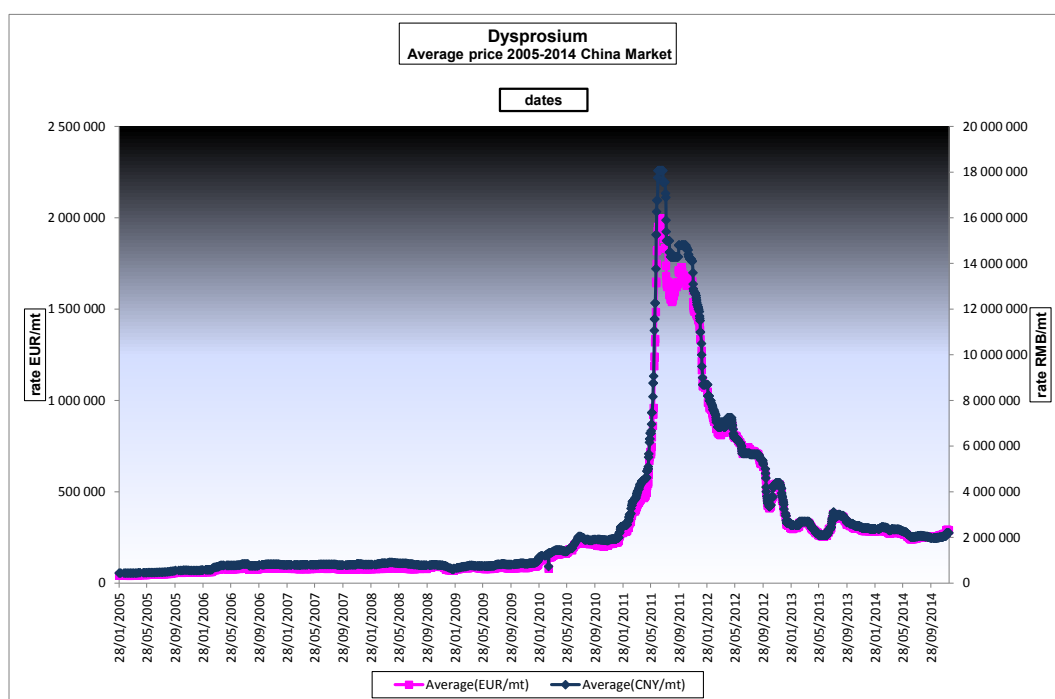


Figure 29 : Évolution du prix du dysprosium

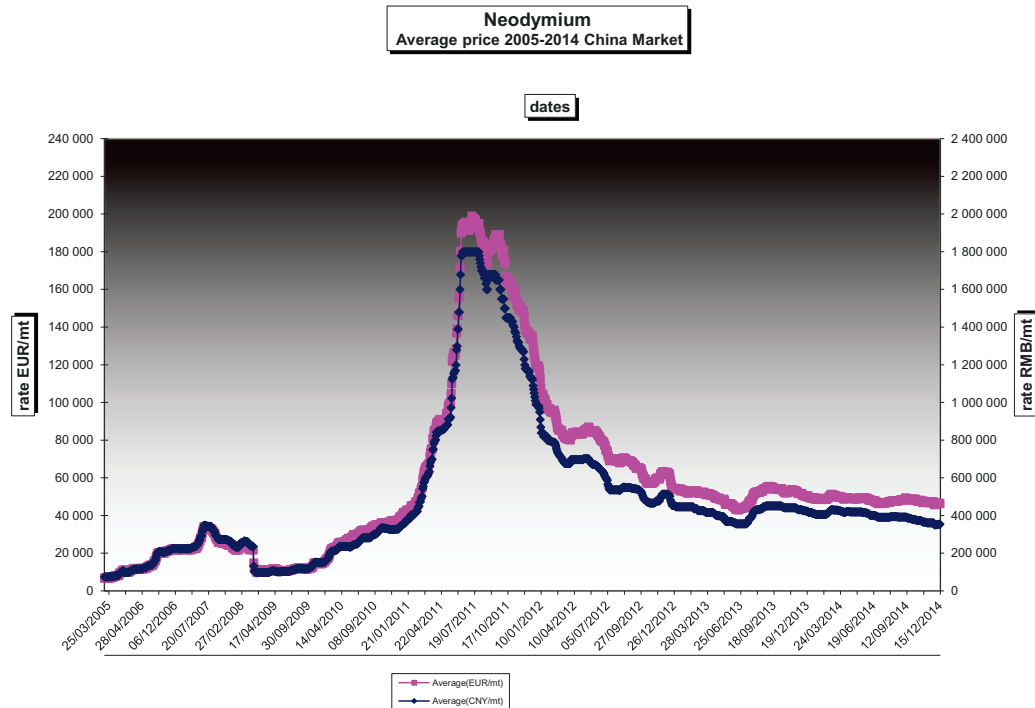


Figure 30 : Évolution du prix du néodyme

Depuis 2010 les terres rares sont devenues plus onéreuses, en atteignant leurs prix maximums en 2011, l'année de démarrage de cette thèse. Au cours de l'année 2012 les prix ont commencé à diminuer grâce à l'intervention de plusieurs pays.

Malgré ces efforts, une autre problématique est présente et importante à prendre en considération. L'extraction de ces métaux reste assez difficile, car ils ne se trouvent pas seuls, ils doivent donc passer par un processus de séparation. Cette extraction et séparation sont polluantes à cause des déchets radioactifs, c'est surtout le cas des mines de dysprosium à ciel ouvert. Par conséquent, les terres rares sont sources de problèmes environnementaux importants [ART14].

Aujourd'hui, il existe des recherches dédiées aux nouvelles techniques pour la récupération des terres rares à partir du recyclage. La tendance des courbes indique que les prix des terres rares n'atteindront pas une valeur similaire à 2011, mais ils ne diminueront pas non plus au prix du 2005, cela est dû au fait que les nouvelles méthodes d'extraction doivent respecter des critères environnementaux d'où un coût d'exploitation plus important.

I.3.4 Discussion technico-économique des types d'aimants permanents

Parmi les aimants, la ferrite a le rapport prix-énergie volumique le plus faible. De plus, son prix est stable depuis plusieurs années. Par conséquent, ce type d'aimant sera le plus intéressant et à incorporer en priorité dans les machines électriques, surtout dans celles qui demandent un aimant à faible énergie volumique.

Nous ne rejetons pas l'aimant NdFeB car l'évolution de son prix a une tendance à se stabiliser en 2015. Malgré son prix élevé par rapport à l'année 2005, son rapport prix-énergie volumique est toujours inférieur à celui de l'aimant SmCo. Par conséquent l'aimant NdFeB sera pris en compte quand on a besoin d'utiliser des aimants à forte densité énergétique.

I.4 Choix de la machine

Nous avons listé tous les types de machines dont les plus intéressantes ont été la machine à aimants permanents MSAP et la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents. Ensuite nous avons analysé les types d'aimants permanents où la ferrite et le NdFeB ont le meilleur compromis technico-économique.

Le couple de la MSAP est produit par les aimants, ainsi cette machine sollicite des aimants à forte densité énergétique, comme NdFeB. Alors que le couple de la MSR-AP est principalement produit par la saillance du rotor, il est donc possible d'utiliser des aimants avec une densité d'énergie faible, comme ferrite qui sont largement disponibles pour les applications industrielles. On peut positionner les machines selon les axes performances et coût sur la *Figure 31*.

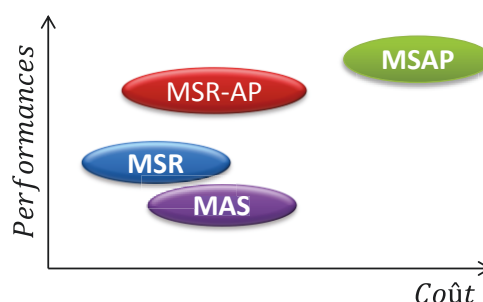


Figure 31 : Position des machines électriques sur le plan performances-coût

La figure inclut aussi la position des MSR et MAS. Ainsi, la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents (MSR-AP) est un choix le plus judicieux en se basant sur le rapport performances-coût. Pour le type d'aimant, la ferrite sera le choix préférentiel.

Un autre intérêt est que cette structure peut aussi se comporter comme une machine à aimant permanents si des aimants à forte énergie sont utilisés. Nous expliquerons plus en détail cela au chapitre II.

On s'intéresse maintenant à la forme des barrières de flux. Nous présentons sur la *Figure 32* diverses formes trouvées dans la littérature, cela dans le but de sélectionner la structure la mieux adaptée à notre problématique.

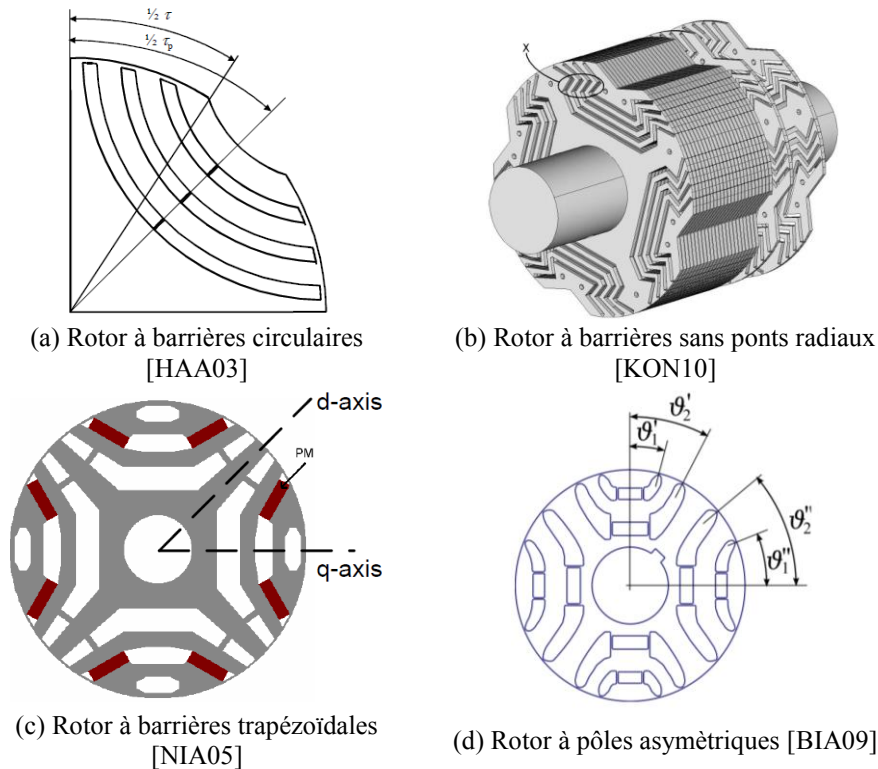


Figure 32 : Structures de rotors à barrières de flux

La *Figure 32(a)* présente un rotor à barrières circulaires qui permet de mieux conduire le flux magnétique entre les barrières, ainsi la tôle sera moins saturée. L'auteur de la *Figure 32(b)* utilise une résine afin d'assembler les tôles et supprimer les ponts radiaux. Sur la *Figure 32(c)*, les barrières sont plus épaisses au milieu afin de diminuer au maximum l'inductance sur cet axe. Le rotor de la *Figure 32(d)* a quant à lui été conçu pour réduire les ondulations de couple en introduisant une dissymétrie géométrique entre 2 pôles successifs du rotor.

Nous avons une préférence pour l'utilisation des aimants permanents rectangulaires car ils sont peu onéreux. Les aimants permanents circulaires nécessitent un découpage plus délicat et par conséquent leur coût est plus élevé. En raison de cela, le rotor retenu pour l'étude possède des barrières de flux rectangulaires. La structure est représentée sur la *Figure 33*.

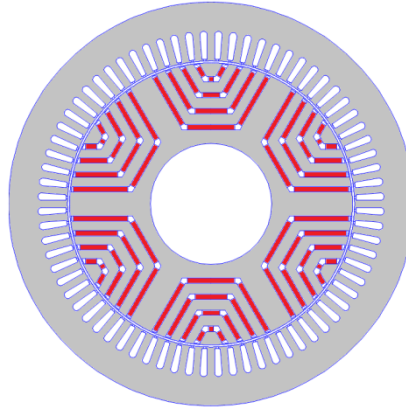


Figure 33 : Structure de la MSR-AP retenue pour l'étude

La *Figure 33* montre une structure à 6 pôles et à 4 barrières de flux par pôle, ces paramètres seront considérés comme des variables géométriques pour nos applications.

Comme cela a été déjà mentionné, cette structure de machine bénéficiera du couple apporté par la saillance du rotor pour diminuer le volume d'aimants utilisés. Le couple électromagnétique produit dans ce type de moteur résulte de la combinaison du couple dû aux aimants permanents C_{AP} et du couple de réluctance $C_{saillance}$ dû à la variation de perméance dans les différents axes du rotor.

Soit le couple électromagnétique C_{em} comme étant la somme de ces deux couples (I.10).

$$C_{em} = C_{AP} + C_{saillance} \quad (I.10)$$

Ce type de machine présente plusieurs degrés de libertés en termes de dimensionnement, cela sera détaillé dans la section I.6. Le développement d'un modèle analytique adapté à une conception par optimisation sera étudié dans l'ensemble de ce travail, il est indispensable de réduire le temps de conception qui est un critère important dans le monde industriel. Les modèles analytiques pour ce type de machines sont aujourd'hui quasiment inexistantes, d'où l'intérêt scientifique de le développer.

L'étude de ces machines doit se faire en même temps que celle de l'électronique de puissance permettant leur alimentation car il y a une interaction forte entre ces deux composants. Le facteur de puissance du moteur est fonction de la structure du rotor et de la quantité d'aimant qui y est introduite. Le facteur de puissance est une donnée dimensionnant les modules d'électroniques de puissance, donc reliée directement à leur volume et à leur coût. Cela sera

profondément détaillé dans le chapitre III, traitant de la modélisation multi-physique du système onduleur et moteur.

Dans la suite, les études des performances réalisées par divers chercheurs sur la MSR-AP seront analysées.

I.5 Analyse des performances de la MSR-AP

Dans la littérature les auteurs se sont intéressés par divers sujets à la MSR-AP, parmi ces sujets, les ondulations de couple, les pertes fer et le pilotage sans capteur de position. Les deux premiers sont des critères négatifs que les chercheurs s'intéressent à réduire dans la MSR-AP. Enfin, nous expliquerons certaines conditions à accomplir lorsque nous utilisons la technique de pilotage sans capteur de position qui permet éventuellement de s'affranchir d'un codeur pour le relevé de la position du rotor.

I.5.1 Ondulations de couple

Un inconvénient des MSR-AP est lié à une forte ondulation de couple. M. Alotto [ALO11] a réalisé une étude permettant de déterminer la meilleure forme de barrières de flux pour obtenir un couple avec moins d'ondulation et une valeur moyenne élevée. Dans cette étude, M. Alotto a utilisé un rotor à quatre pôles et deux barrières de flux par pôle. Il a modifié la symétrie du rotor par une structure appelée rotor « machaon », *Figure 34(a)*, les barrières de flux sont de différentes formes pour les pôles adjacents. Il montre la caractéristique « Couple-angle mécanique » et présente l'influence de la première barrière de flux, de la seconde barrière et des deux barrières ensemble, *Figure 34(b)*. La réduction de l'ondulation de couple est évidente, lorsque les deux barrières de flux sont utilisées ensemble. De plus, l'auteur réalise des analyses pour différents types de bobinages. Ainsi un bobinage à pas raccourci contient moins d'ondulations de couple (*Tableau I*). Le nombre d'encoches, et plus précisément le nombre d'encoche par pôle et par phase, a aussi une forte influence sur les ondulations de couple. Les amplitudes des harmoniques de la force magnétomotrice diminuent lorsque ce paramètre augmente. Par conséquent, si le nombre d'encoches est dupliqué, le taux d'ondulation de couple est réduit au moins de la moitié (*Tableau I*).

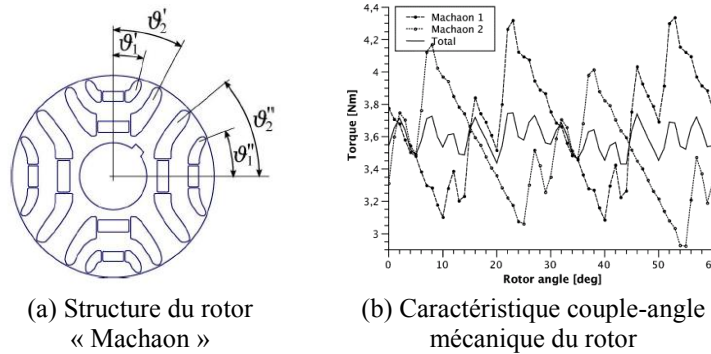


Figure 34 : Structure proposé par [ALO11] pour réduire les ondulations de couple

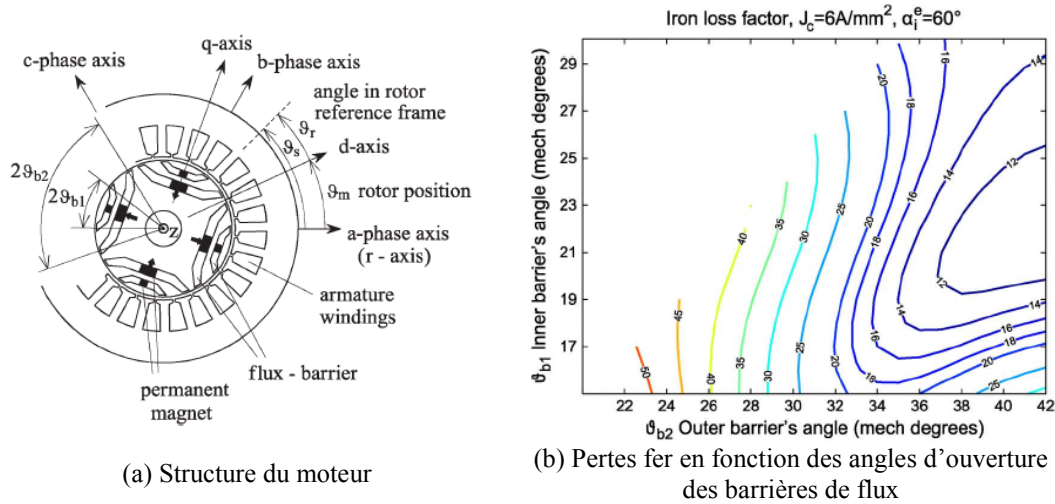
Tableau I : Impact du type de bobinage et nombre d'encoches [ALO11]

Bobinage	Nenc	C_{moy} (N.m)	t_{ond} (%)
Pas diamétral	24	3,82	10,98
	36	3,89	6,67
	48	3,74	4,5
Pas raccourci	24	3,59	8,83
	36	3,72	5,15
	48	3,74	3,27

Nous analyserons plus en détail les variations du taux d'ondulation de couple en fonction des angles d'ouverture des barrières de flux au Chapitre II. Nous allons proposer une méthodologie pour identifier les combinaisons des angles d'ouverture qui produisent de faibles ondulations de couple.

I.5.2 Pertes fer

M. Alotto [BAR10] a également réalisé une conception de la machine synchro-réductante ayant pour objectif de réduire les pertes fer au stator. La machine étudiée par l'auteur est celle de la *Figure 35(a)*, elle possède un rotor avec deux barrières de flux par pôle. Les barrières de flux produisent une anisotropie au rotor qui est à l'origine du grand contenu harmonique de l'induction dans l'entrefer. Il y aura donc des fluctuations de l'induction dans le stator, principalement dans les dents et une augmentation des pertes fer pour le fonctionnement en défluxage. On observe en *Figure 35(b)* que les pertes fer dépendent des angles d'ouverture des barrières de flux. Par conséquent, les pertes fer dépendront de la géométrie du rotor.



Les pertes fer étant un critère déterminant lors de la conception d'une machine, nous développerons un modèle analytique afin de les estimer et les intégrer dans les optimisations futures. Ce modèle sera détaillé au cours du chapitre III.

I.5.3 Pilotage sans capteur de position

La technique du pilotage sans capteur de position a été étudiée ces dernières années par plusieurs auteurs [ARM09] [HOL04] [HAJ01]. Cette technique permet la suppression du codeur qui relève la position du rotor. Par conséquent, le coût et le volume de la machine sont réduits. En plus, cela supprime les problèmes du câblage du codeur et les erreurs de lecture et d'interface, donc le pilotage de la machine sera plus robuste et fiable.

L'idée générale consiste à obtenir la position du rotor à partir de techniques basées soit sur la force électromotrice, soit sur l'injection de signaux à hautes fréquences. Nous nous intéressons à la seconde, car elle est la plus adaptée au démarrage de la machine [COR98].

La fiabilité de la technique d'injection de signaux à hautes fréquences dépend fortement de la saturation de la machine au point de fonctionnement (rapport de saillance) [BIA07] [BIA13]. Sa précision dépend de l'inductance mutuelle d-q [GUG06], c'est donc un problème à traiter pendant la conception du moteur. Lorsque la machine est alimentée en courant à haute fréquence, les inductances incrémentales, L'_d et L'_q , et l'inductance mutuelle L'_{dq} sont définies de la manière suivante :

$$\begin{cases} L'_d = \left. \frac{\partial \phi_d}{\partial i_d} \right|_{i_q=cst} \\ L'_q = \left. \frac{\partial \phi_q}{\partial i_q} \right|_{i_d=cst} \\ L'_{dq} = \left. \frac{\partial \phi_d}{\partial i_q} \right|_{i_d=cst} = \left. \frac{\partial \phi_q}{\partial i_d} \right|_{i_q=cst} \end{cases} \quad (I.11)$$

L'inductance différentielle L_{dif} et l'écart angulaire ϵ (erreur de la méthode) sont définis par les équations (I.12).

$$\begin{cases} L_{dif} = \frac{L'_q - L'_d}{2} \\ \epsilon = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(-\frac{2L'_{dq}}{L'_q - L'_d} \right) \end{cases} \quad (I.12)$$

La machine doit avoir une inductance différentielle supérieure à zéro au point de fonctionnement pour assurer l'utilisation de la méthode et une inductance mutuelle qui tend vers zéro (zéro est la valeur idéale) pour avoir une erreur faible. M. Bianchi [BIA13] présente les courbes $L_{dif} = 0$ et $L'_{dq} = 0$ sur le plan d-q afin de mettre en évidence les zones où la technique sans capteur peut être utilisée.

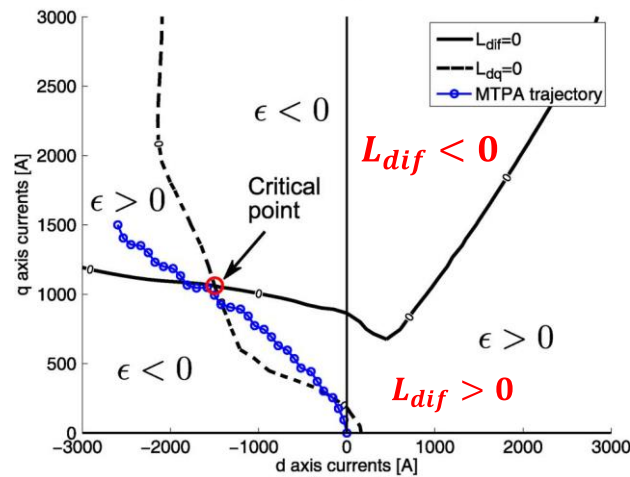


Figure 36 : Courbes $L_{dif} = 0$ et $L'_{dq} = 0$ sur le plan d-q [BIA13]

La zone acceptable est celle au-dessous de la courbe en trait continu $L_{dif} = 0$. Le point d'intersection des courbes $L_{dif} = 0$ et $L'_{dq} = 0$ est le point critique où cette technique ne peut pas être utilisée, il doit donc être évité lors du pilotage de la machine. L'auteur met également en avant la courbe M.T.P.A., qui est le lieu des points fournissant le couple maximum pour un courant donné. Pour le cas de

la *Figure 36*, la courbe M.T.P.A. est proche du point critique, ce que l'on doit éviter.

En pratique, les auteurs demandent de vérifier que $L_{dif} > 0$ et que le point de fonctionnement ne se superpose pas au point critique. Les deux critères peuvent être satisfaits par la condition du rapport de saillance différentielle τ'_{saill} , définie par (I.13).

$$\tau'_{saill} = \frac{L'_q}{L'_d} > 1 \quad (I.13)$$

Les auteurs de [KAN08] [BIA07] ont analysé diverses structures en utilisant un modèle par éléments finis pour obtenir les points de fonctionnement où le pilotage sans capteur est possible.

La démarche à suivre pour calculer le rapport de saillance différentielle et les points de fonctionnement atteignables pour un pilotage sans capteur de position sera présentée au chapitre II. Dans ce cas, les simulations seront faites avec un modèle par éléments finis. Après, nous nous intéresserons à ce que la même démarche soit faite avec un modèle analytique. Pour cela, le chapitre III comparera les résultats trouvés par le modèle analytique et ceux par éléments finis.

I.6 Mise en évidence des paramètres de la MSR-AP

Le rotor de la MSR-AP comporte des barrières de flux, dans lesquelles on peut disposer des aimants de toute nature, qu'il faut ajuster en nombre, en dimension et en position pour générer le couple. Les structures peuvent avoir différents nombres de pôles. La *Figure 37* met en évidence qu'une même géométrie de stator peut posséder un rotor à 4 ou à 6 pôles.

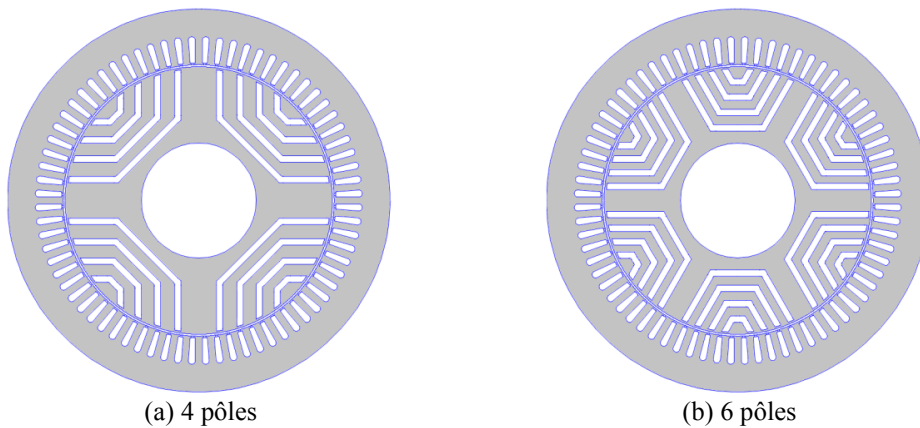


Figure 37 : Structures à différents nombre de pôles

Nous pouvons aussi faire varier le nombre de barrières de flux. La *Figure 38* montre un exemple avec un rotor à 3 barrières de flux et un autre à 5 barrières de flux.

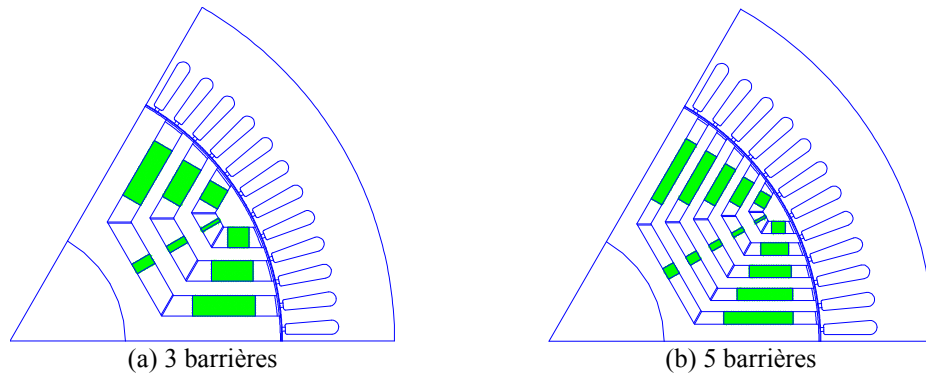


Figure 38 : Variation du nombre de barrières de flux

Les épaisseurs des dents rotoriques et des aimants peuvent être constantes ou variables. La *Figure 39(a)* montre un rotor avec 3 barrières de flux d'épaisseurs égales, ce qui peut être un avantage pour la facilité de production. Alors que la *Figure 39(b)* fait varier toutes les épaisseurs, ce qui peut améliorer les performances de la machine.

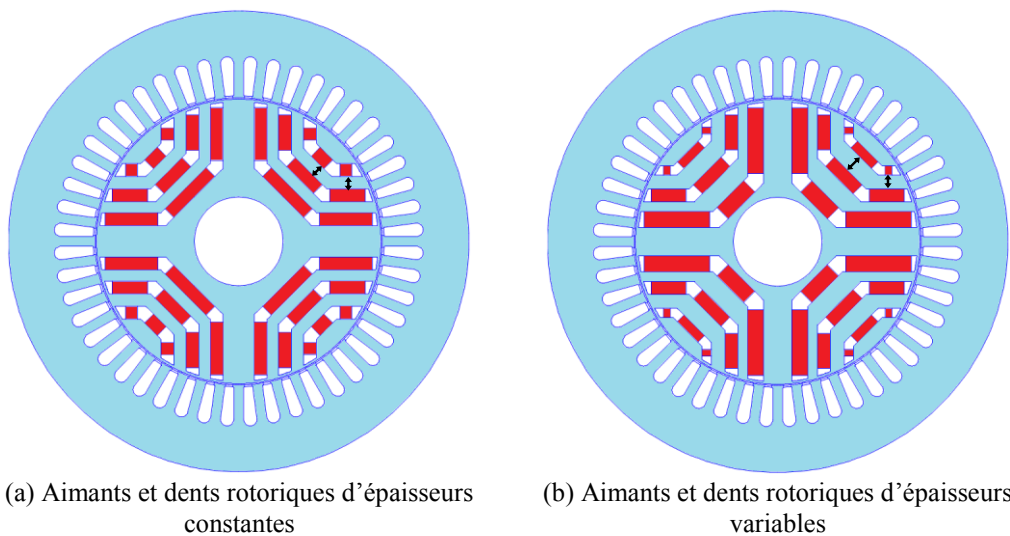


Figure 39 : Aimants et dents de rotoriques

Par conséquent, nous voyons qu'il existe un grand nombre de paramètres dans le dimensionnement de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents. Nous devons donc prendre en compte tous ces paramètres pour la conception et le dimensionnement.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents types de machines électriques et d'aimants permanents. Parmi les machines électriques, la machine synchrone à aimants permanents et la machine synchro-réductante présentent les meilleures performances. La machine à aimant utilise principalement des aimants de type NdFeB, dont on a mis en évidence les problèmes économiques et environnementaux liés à leur utilisation. Les machines synchro-réductantes ont la possibilité d'utiliser des aimants en Ferrite, et sont donc moins onéreuses.

La machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents possède le meilleur rapport performances-coût. Ainsi elle est la plus intéressante pour des applications à moyenne puissance. Cette machine a aussi la possibilité d'utiliser les aimants permanents type ferrite et des aimants permanent type NdFeB. La forme rectangulaire des barrières de flux a été choisie afin pouvoir utiliser des aimants permanents rectangulaires, peu onéreux par rapport aux autres formes.

La MSR-AP présente divers paramètres à régler, comme la quantité de barrières, la position de ces barrières. Ces paramètres ont une influence sur les performances de la machine et doivent être considérés lors du dimensionnement. Nous avons également passé en revue les travaux trouvés dans la littérature comme ceux concernant les ondulations de couple, les pertes fer et le pilotage sans capteur de position. Nous pouvons noter l'influence de la position des barrières de flux sur les ondulations de couple et les pertes fer, cela sera plus détaillé au chapitre II. Pour le pilotage sans capteur, la MSR-AP doit avoir un rapport de saillance différentielle supérieur à 1 afin d'assurer l'utilisation de cette technique. Ce sujet sera repris aux chapitre II et III.

Enfin, la MSR-AP sera analysée plus en détail dans les chapitres à venir. D'abord nous devons analyser ces performances avec un modèle par éléments finis. Cela va aider à mieux comprendre cette machine et ensuite pouvoir développer un modèle analytique plus abouti.

Chapitre II : Analyse par éléments finis de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents

Table des matières

Chapitre II : Analyse par éléments finis de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents	45
II.1 Introduction.....	46
II.2 Calcul des performances électromagnétiques par éléments finis	47
II.3 Géométrie des machines synchro-réductantes.....	50
II.4 Influence des aimants permanents	52
II.4.1 Machine synchro-réductante.....	52
II.4.2 Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents	55
II.4.3 Comparaison des performances électromagnétiques des deux machines.....	58
II.5 Variation du nombre de pôles.....	61
II.6 Influence du nombre de barrières	65
II.7 Ondulations de couple	68
II.7.1 Influence de l'angle de calage	68
II.7.2 Influence de l'angle d'ouverture des barrières de flux	70
II.8 Influence des ponts rotoriques	74
II.8.1 MSR-AP à vide.....	75
II.8.2 MSR et MSR-AP en charge.....	76
II.9 Pilotage sans capteur de position.....	81
II.9.1 Machine de référence et plan d-q.....	81
II.9.2 Mesure des tensions V_d et V_q	82
II.9.3 Calculs des inductances	83
II.9.4 Restriction des points pour le pilotage sans capteur	85
II.10 Conclusion	86

II.1 Introduction

Ce chapitre se limite à l'analyse des caractéristiques électromagnétiques des machines synchro-réductantes en régime permanent en mode saturé. Les objectifs à réaliser sont de comparer les performances de deux machines, la machine synchro-réductante MSR et la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents MSR-AP et, de déterminer les paramètres importants à prendre en compte pour la modélisation analytique de ces machines.

Les modélisations ont été réalisées par une méthode numérique par éléments finis. Dans toutes les analyses, le logiciel utilisé est FEMM (*Finite Element Method Magnetics*) [MEE10], adapté pour les calculs magnéto statiques.

Nous présenterons tout d'abord une méthode de calcul des performances électromagnétiques des machines synchrones à aimants permanents (le couple électromagnétique, le facteur de puissance et le taux d'ondulation de couple). L'objectif de cette section est de réduire le temps de calcul, inconvénient majeur des méthodes numériques. Ensuite, nous présenterons la géométrie des machines synchro-réductantes à étudier, en listant leurs dimensions géométriques principales.

La comparaison des machines sera principalement basée sur leur couple électromagnétique moyen et leur facteur de puissance. Pour ce faire nous mettrons en évidence l'apport des aimants permanents. Puis une variation du nombre de pôles est menée afin d'analyser l'impact de ce paramètre sur la saturation de diverses parties de la machine (stator et rotor). Après avoir choisi le nombre de pôles, le nombre de barrières de flux sera modifié tout en gardant le même volume d'aimant.

L'autre critère de comparaison est le taux d'ondulation de couple, inconvénient pour ce type de machines. Deux paramètres sont étudiés : l'angle de calage et l'angle d'ouverture des barrières. Le premier est pour définir une plage d'angle de calage pour pouvoir piloter la machine sans causer de fortes ondulations de couple. Le deuxième fait varier la géométrie du rotor afin de minimiser les ondulations de couple.

L'influence des ponts rotoriques sur les performances est traitée. Ces ponts ont tendance à avoir une forte saturation et à diminuer le flux magnétique traversant l'entrefer.

Enfin, nous présenterons la démarche à faire pour garantir l'utilisation de la technique de pilotage sans capteur de position.

II.2 Calcul des performances électromagnétiques par éléments finis

Tout d'abord, le circuit équivalent monophasé d'une machine synchrone à aimants permanents est présenté en *Figure 40*. Il détaille les différents composants de cette machine : la résistance du bobinage R (correspondant à la somme de la résistance de la partie active de la machine R_{act} et la résistance des têtes de bobines R_{tb}), l'inductance des têtes de bobines L_{tb} et la machine sans pertes (carré rouge). La *Figure 41* introduit le schéma vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents en régime permanent. Le schéma met en évidence le décalage entre la force électromotrice \vec{E} et le courant \vec{I} (appelé angle de calage α), le décalage entre la tension \vec{V} et le courant \vec{I} (appelé angle du facteur de puissance φ) et l'effet des chutes de tension liées à la résistance de bobinage R et à l'inductance de fuites X_F (têtes de bobines). La tension interne \vec{V}_{int} est la tension qui ne prend en compte ni la résistance ni l'inductance de fuite, elle correspond à la tension de sortie d'un schéma simplifié adapté aux analyses électromagnétiques [SAI11] [DAG13]. La tension aux bornes du moteur \vec{V} est par conséquent légèrement supérieure à celle de \vec{V}_{int} . Ces vecteurs peuvent s'exprimer par l'équation (I.4). Le $\cos\varphi'$ entre \vec{V}_{int} et \vec{I} est aussi plus grand que le $\cos\varphi$ réel entre \vec{V} et \vec{I} . φ' correspond à l'angle du facteur de puissance interne.

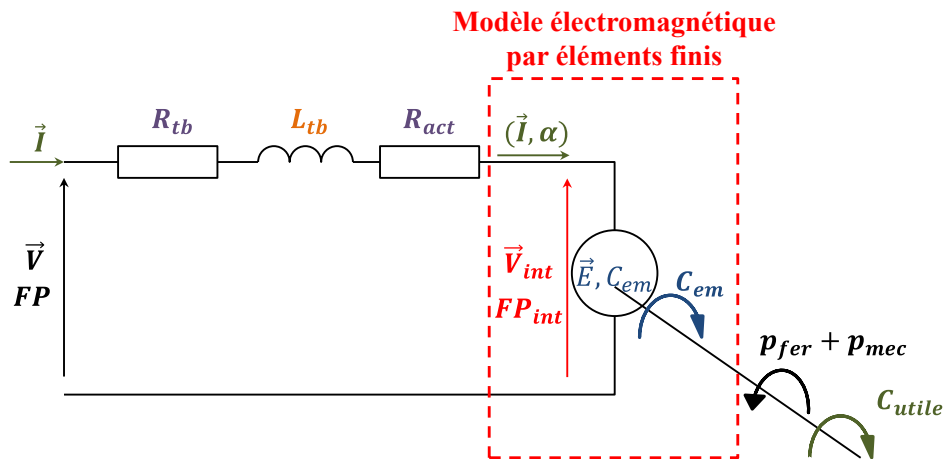


Figure 40 : Circuit équivalent monophasé de la MSR-AP

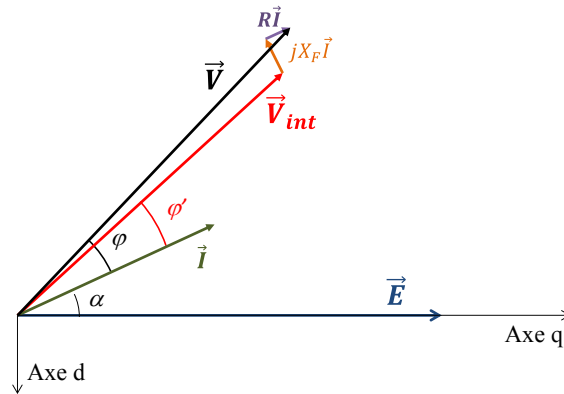


Figure 41 : Schéma vectoriel en tension de la MSR-AP

$$\vec{V} = \vec{V}_{int} + R\vec{I} + jX_F\vec{I} \quad (II.1)$$

La puissance électromagnétique peut aussi être calculée par l'équation (II.2) lorsque la machine est alimentée en courant sinusoïdal.

$$P_{em} = 3V_{int}I \cos \varphi' \quad (II.2)$$

Dans ce chapitre, nous nous limiterons à réaliser des simulations basées sur le schéma simplifié, c'est-à-dire le modèle électromagnétique (carré rouge de la Figure 40). Les entrées seront le courant \vec{I} et l'angle de calage α et les sorties seront le couple électromagnétique C_{em} , la tension interne \vec{V}_{int} et le facteur de puissance interne $\cos \varphi_{int}$. Nous analyserons le couple électromagnétique moyen. Les pertes (Joule, fer et mécaniques) ne sont donc pas prises en compte.

Après cette remarque sur les simulations, il est indispensable de préciser que la machine est modélisée en mode saturé. Les modélisations sont réalisées par le logiciel de calcul par éléments finis au moyen de simulations magnéto statiques en régime permanent. Il évalue le couple électromagnétique par la méthode du tenseur de Maxwell pour toutes les positions du rotor. La courbe de couple pour un moteur de diamètre extérieur égal à 600 mm est illustrée en Figure 42.

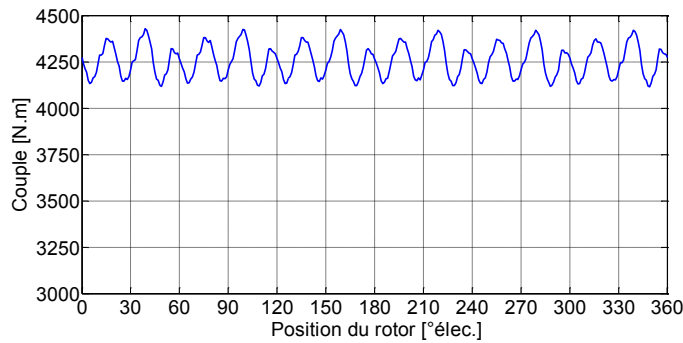


Figure 42 : Couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

Le pas de discrétisation est ici de 1° électrique afin d'obtenir une bonne représentation de la courbe, ce qui implique de réaliser 360 calculs magnéto statiques. Ce nombre de calculs à réaliser pose un problème dû au temps de calcul important. Les performances électromagnétiques doivent donc être évaluées par un nombre réduit de calculs.

Dans un premier temps nous analysons la périodicité du couple. Dans le cas présenté, la *Figure 42* met en évidence que le couple électromagnétique a une périodicité égale à un sixième de la période électrique. Cela est prévisible en raison de la combinaison du nombre de dents, de pôles et de phases. L'allure du couple électromagnétique peut alors être calculée sur 60° électriques comme le montre la *Figure 43*.

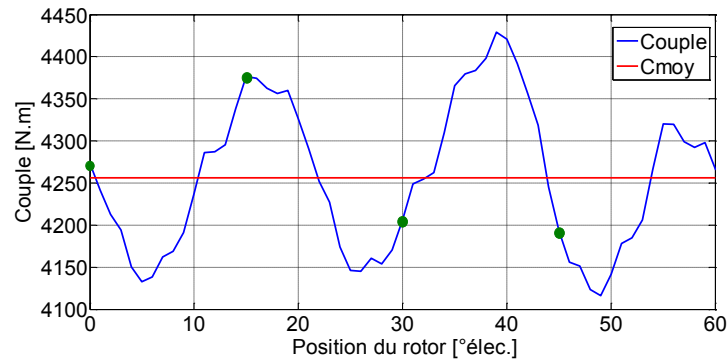


Figure 43 : Couple électromagnétique sur un sixième de période (60° e)

La *Figure 43* met en évidence qu'il est nécessaire de réaliser 60 calculs magnéto statiques pour obtenir une période de couple. La valeur du couple moyen peut donc être calculée, elle est égale à 4256 N.m dans ce cas. Le nombre de calculs initiaux est donc divisé par six, mais cette réduction n'est pas suffisante car le calcul par éléments finis nécessite tout de même un temps important.

Dans l'objectif de continuer la réduction du temps de calcul du couple électromagnétique moyen ainsi que le facteur de puissance, une approche proposée par Bianchi *et al* [BIA10] a été employée. Ainsi, pour calculer les grandeurs moyennes, les valeurs des flux dans les axes d-q sont nécessaires, elles sont obtenues par le modèle éléments finis en réalisant quatre calculs magnéto statiques pour des positions bien spécifiques du rotor. Le choix de ces positions est fait pour éliminer les composantes harmoniques, sauf les multiples de 4, et se rapprocher de la valeur fondamentale. Pour les cas étudiés, les quatre positions du rotor sont $\theta=0^\circ$, $\theta=15^\circ$, $\theta=30^\circ$ et $\theta=45^\circ$ en degrés électriques (points verts sur la *Figure 43*). Les valeurs fondamentales des flux direct et en quadrature (ϕ_d et ϕ_q) peuvent être exprimées par la valeur moyenne des résultats aux quatre positions

par l'équation (II.3). Ensuite, le couple électromagnétique moyen et le facteur de puissance sont calculés par les expressions (II.4) et (II.5).

$$\phi_{d,q} = \frac{\phi_{d,q}(0_e^0) + \phi_{d,q}(15_e^0) + \phi_{d,q}(30_e^0) + \phi_{d,q}(45_e^0)}{4} \quad (\text{II.3})$$

$$C_{moy} = \frac{3}{2}(\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d) \quad (\text{II.4})$$

$$FP = \cos\left(\text{atan}\left(\frac{\phi_q}{\phi_d}\right) - \alpha\right) \quad (\text{II.5})$$

Nous pouvons vérifier sur le *Tableau II* les valeurs du couple pour les quatre positions du rotor pour l'exemple de la *Figure 43*. La valeur moyenne est 4262 N.m, laquelle est proche de 4256 N.m, valeur du couple électromagnétique moyen obtenu avec 61 résolutions. Par conséquent, le modèle par éléments finis doit réaliser au minimum quatre calculs magnéto statiques pour avoir une bonne précision du couple électromagnétique moyen et du facteur de puissance.

Tableau II : Valeurs du couple pour quatre positions du rotor

Grandeur	0°	15°	30°	45°	Valeur moyenne	$C_{em_{moy}}$
Couple [N.m]	4273	4376	4206	4193	4262	4256

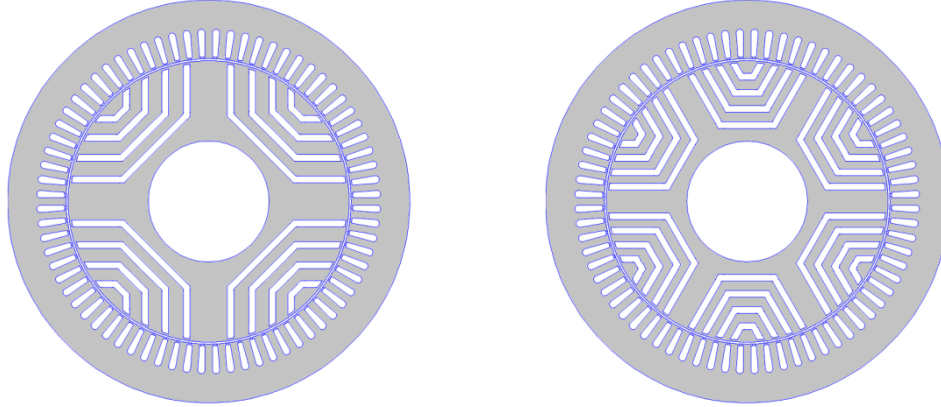
Cette technique de quatre calculs n'est utilisée que pour l'évaluation du couple électromagnétique moyen et du facteur de puissance. Le taux d'ondulation de couple ne peut pas être calculé de cette manière, car quatre points (*Figure 43*) ne sont pas suffisants pour reconstituer toute la courbe du couple électromagnétique. Tous les points de la courbe doivent alors être calculés si nous souhaitons obtenir une bonne précision au calcul du taux d'ondulation de couple. L'équation (II.6) peut être utilisée pour cela.

$$t_{ond} = \frac{C_{em(max)} - C_{em(min)}}{C_{em_{moy}}} \times 100\% \quad (\text{II.6})$$

II.3 Géométrie des machines synchro-réductantes

La géométrie de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents est principalement définie par les tôles du stator et du rotor. Les aimants permanents sont insérés selon la place disponible dans les barrières de flux, le taux de remplissage des barrières par les aimants est défini par un pourcentage de la surface totale de la barrière. L'annexe I présente plus en détail les paramètres géométriques du rotor de la MSR-AP.

Dans ce chapitre deux tailles de machines sont traitées à partir de leur diamètre extérieur : une de 600 mm (*Figure 44*) et une autre de 150 mm (*Figure 45*).



(a) 4 pôles

(b) 6 pôles

Figure 44 : Tôles de diamètre extérieur égal à 600 mm

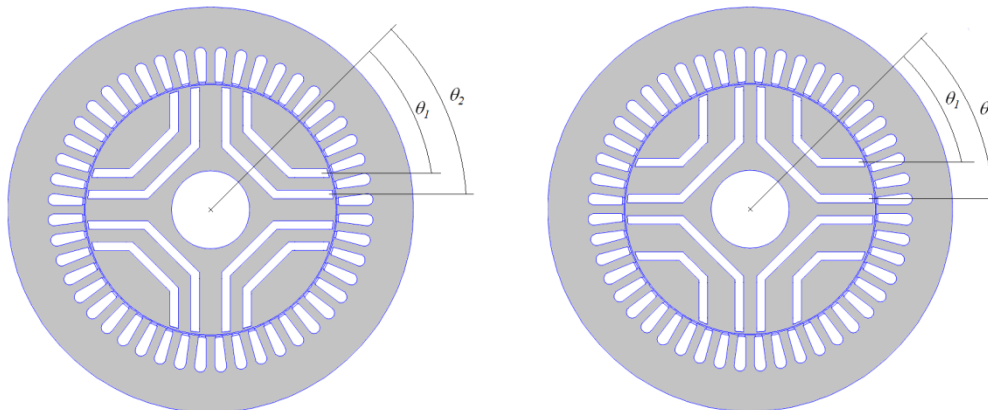
(a) $\theta_1=27,5^\circ$ et $\theta_2=37,5^\circ$ (b) $\theta_1=22,5^\circ$ et $\theta_2=40^\circ$

Figure 45 : Tôles de diamètre extérieur égal à 150 mm

Pour les deux structures, la géométrie de leur stator restera fixe. Ainsi, les culasses de toutes les structures restent fixes, bien qu'elles soient des zones influentes, une optimisation des culasses sera réalisée dans la suite du document.

Les analyses de chaque section ne feront varier que la géométrie du rotor (nombre de pôles, épaisseur de barrières de flux, nombre de barrières de flux, etc.). La *Figure 44* montre la variation du nombre de pôles, (a) 4 pôles et (b) 6 pôles, alors que la *Figure 45* montre la variation des angles d'ouverture des barrières de flux, (a) $\theta_1=27,5^\circ$ et $\theta_2=37,5^\circ$ et (b) $\theta_1=22,5^\circ$ et $\theta_2=40^\circ$. Les *Tableau III* et *Tableau IV* mettent en exergue les dimensions principales des machines de 600 mm et de 150 mm.

Tableau III : Dimensions de la machine de diamètre extérieur égal à 600 mm

Grandeur	Valeur
Diamètre externe [mm]	600
Diamètre d'alésage [mm]	425
Diamètre de l'arbre [mm]	180
Entrefer [mm]	1,5
Nombre d'encoches	72
Longueur de fer [mm]	630

Tableau IV : Dimensions de la machine de diamètre égal à 150 mm

Grandeur	Valeur
Diamètre externe [mm]	150
Diamètre d'alésage [mm]	94
Diamètre de l'arbre [mm]	30
Entrefer [mm]	0,42
Nombre d'encoches	48
Longueur de fer [mm]	100

II.4 Influence des aimants permanents

Cette section présente une comparaison entre la MSR et la MSR-AP. Nous analysons d'abord les performances de la MSR, puis celles de la MSR-AP et nous dressons ensuite un comparatif des performances des deux machines. Afin de confronter sur une même base les deux structures, les dimensions géométriques de deux machines resteront les mêmes.

II.4.1 Machine synchro-réductante

La machine étudiée est celle de la *Figure 44*. Le stator est celui d'un moteur industriel existant. Dans ce cas le rotor possède six pôles et quatre barrières de flux par pôle. Toutes les barrières de flux ont la même épaisseur égale à 8 mm. La structure est affichée sur la *Figure 46*.

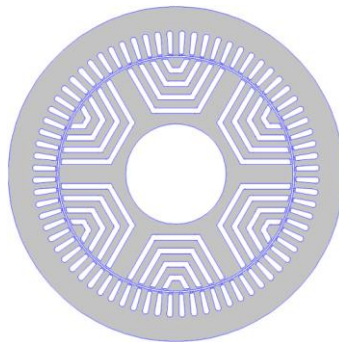


Figure 46 : Machine synchro-réductante

Elle est alimentée par différents niveaux de densité de courant d'encoche J . Les courbes du couple électromagnétique moyen en fonction de l'angle de calage ont été relevées sur la *Figure 47*. Le couple moyen est égal à zéro pour un calage nul, car le rotor est passif. Le *Tableau V* donne les valeurs maximales du couple et leurs angles optimaux respectifs. L'angle de calage optimal en régime linéaire (peu ou pas de saturation) est 45° car le couple moyen respecte la formule de l'équation (II.7). Pour un régime saturé, lorsque l'angle de calage varie de 0° à 90° , le niveau de saturation de la machine diminue avec l'augmentation de l'angle [RAM06]. L'inductance en quadrature augmente de manière importante par rapport à l'inductance directe, donc la différence entre L_q et L_d augmente. Les angles optimaux en régime saturé sont alors supérieurs à 45° comme le montre la *Figure 47*.

$$C_{moy} = \frac{3pI^2}{2} (L_q - L_d) \sin 2\alpha \quad (II.7)$$

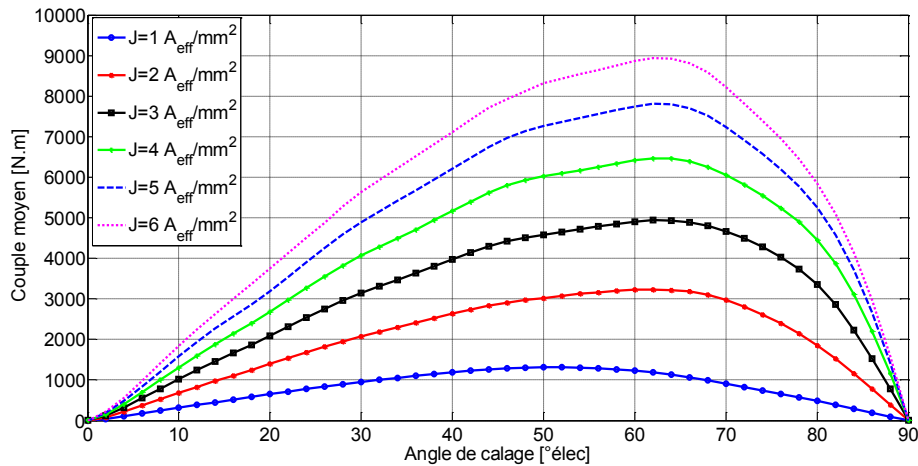


Figure 47 : MSR – Couple moyen

Tableau V : MSR – Couple moyen maximal

$J_{enc} [A_{eff}/mm^2]$	1	2	3	4	5	6
$C_{moy(max)} [N.m]$	1317	3230	4938	6467	7812	8937
$\alpha_{opt} [^\circ \text{élec}]$	52	62	62	62	62	62

La *Figure 48* donne la variation du facteur de puissance en fonction de l'angle de calage pour différentes densités de courant dans les encoches. Le *Tableau VI* reprend les valeurs numériques.

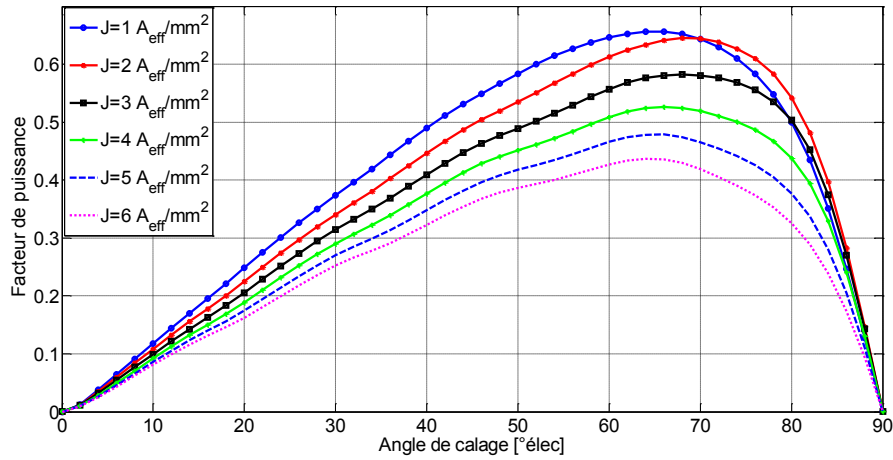


Figure 48 : MSR – Facteur de puissance

Tableau VI : MSR – Facteur de puissance maximal

$J_{enc} [A_{eff}/mm^2]$	1	2	3	4	5	6
$\cos \varphi_{(max)}$	0,66	0,65	0,58	0,53	0,48	0,44
$\alpha_{opt} [^\circ \text{élec}]$	66	68	68	66	66	64

Nous remarquons que le facteur de puissance diminue lorsque la densité de courant augmente. Pour comprendre ce phénomène, nous nous servons de la *Figure 49*, la machine est alimentée avec un courant \vec{I}_1 et un angle de calage égal à 45° (on a choisi $\vec{I}_d = \vec{I}_q$ afin de mieux visualiser). Le vecteur $jX_{q1} \cdot \vec{I}_q$ est plus grand que celui de $jX_{d1} \cdot \vec{I}_q$ dû la saillance inverse ($X_{q1} > X_{d1}$). Le vecteur \vec{V}_{int1} est défini et l'angle du facteur de puissance φ'_1 aussi. Si le courant est augmenté deux fois ($\vec{I}_2 = 2\vec{I}_1$), les courants \vec{I}_d et \vec{I}_q se dupliquent, mais les inductances diminuent à cause de la saturation, l'inductance en quadrature est la plus pénalisée pour la MSR, l'inductance directe est légèrement diminuée. Le vecteur \vec{V}_{int2} va alors se décaler en augmentant l'angle du facteur de puissance φ'_2 . Comme $\varphi'_1 < \varphi'_2$, le facteur de puissance diminue lorsque le courant est augmenté.

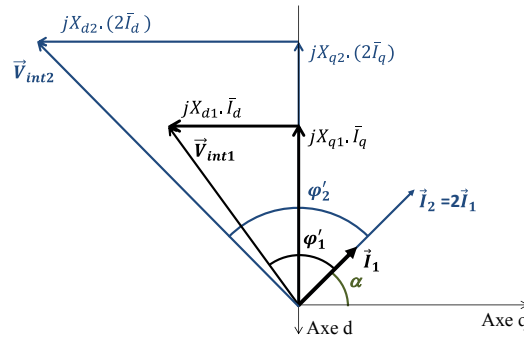


Figure 49 : Schéma vectoriel de la MSR

Nous nous rendons compte qu'il existe un compromis entre le couple moyen et le facteur de puissance. En effet, si nous souhaitons augmenter le couple moyen il faudra augmenter la densité courant, mais le facteur de puissance diminuera. Nous devons donc imposer une densité de courant dite de compromis. Cela sera une tâche à réaliser lors de nos prochaines optimisations.

II.4.2 Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents

Nous utilisons la même structure que le cas précédent (*Figure 46*). Les aimants permanents sont insérés dans les barrières de flux (couleur rouge sur *Figure 50*). Dans ce cas les aimants remplissent toute la surface disponible des barrières (100 % AP). Le type d'aimant utilisé est la ferrite ($B_r = 0,43 \text{ T}$ à 20°C). La température des aimants est supposée constante et égale à 120°C , d'où une diminution de l'induction rémanente désormais égale à $0,35 \text{ T}$.

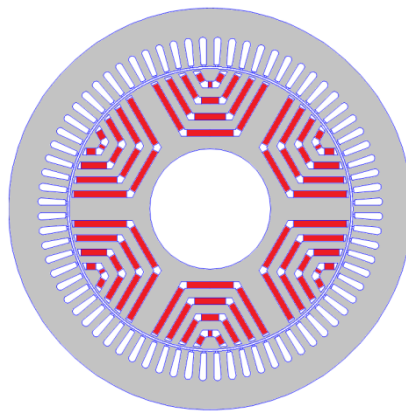


Figure 50 : Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents

Le couple électromagnétique de la MSR-AP est produit par deux origines : le couple dû aux aimants permanents et le couple dû à la saillance du rotor. Tout d'abord, afin de comprendre ces deux origines, le couple moyen peut être

représenté par l'équation (II.8), sous l'hypothèse que le couple produit par les aimants est sinusoïdal (fonctionnement en linéaire). Nous traçons les courbes de couple sur la *Figure 51* : le couple de saillance en bleu, le couple produit par les aimants en vert et le couple total de la MSR-AP en rouge. Les deux premières courbes s'additionnent pour former la troisième. L'angle optimal de la MSR-AP est donc inférieur à celui du couple de saillance car il y a l'apport du couple des aimants. Le couple moyen est non-nul pour un angle de calage égal à 0°, la plage de valeurs d'angles de calage possibles pour travailler a donc augmenté.

$$C_{\text{moy}} = 3p \left(\frac{EI}{\omega} \cos \alpha + \frac{I^2}{2} (L_q - L_d) \sin 2\alpha \right) \quad (\text{II.8})$$

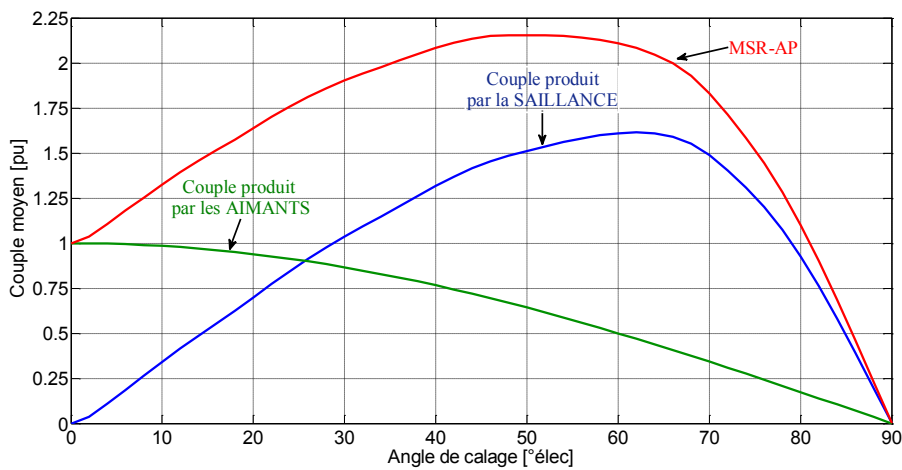


Figure 51 : MSR-AP – Composantes du couple électromagnétique

Nous pouvons conclure que l'angle optimal est déplacé vers la gauche par les aimants. Ce déplacement dépendra aussi du type d'aimant utilisé. Si l'induction rémanente est faible, la machine restera principalement une machine à saillance. Par contre, les aimants à forte induction rémanente produisent un déplacement plus important et la machine se rapprochera donc d'une machine à aimant.

De cette façon, en alimentant la machine par différentes valeurs de densité de courant, nous obtenons les courbes du couple électromagnétique moyen et du facteur de puissance en fonction de l'angle de calage, respectivement tracées en *Figure 52* et *Figure 53*. Les valeurs maximales sont données dans le *Tableau VII* ainsi que leurs angles optimaux.

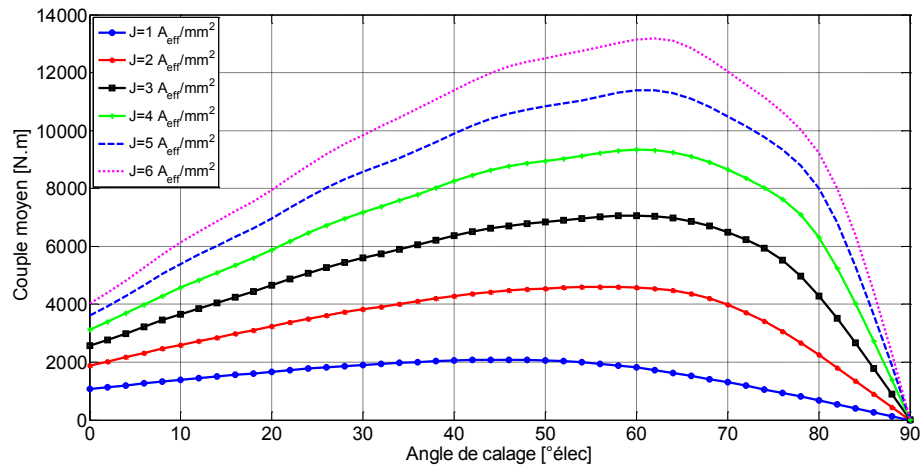


Figure 52 : MSR-AP – Couple moyen

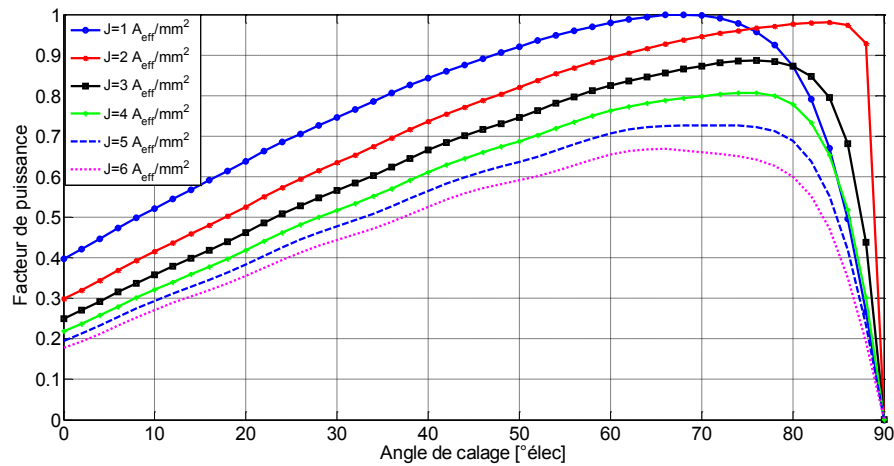


Figure 53 : MSR-AP – Facteur de puissance

Tableau VII : MSR-AP – Couple moyen et facteur de puissance maximaux

$J_{enc} [A_{eff}/mm^2]$	1	2	3	4	5	6
$C_{moy(max)} [N.m]$	2086	4606	7066	9345	11393	13191
$\alpha_{opt C} [^\circ \text{élec}]$	46	56	60	60	62	62
$\cos \varphi_{(max)}$	0,999	0,98	0,89	0,81	0,73	0,67
$\alpha_{opt FP} [^\circ \text{élec}]$	68	84	76	74	72	66

Les courbes mettent en évidence que lorsque la densité de courant augmente le couple moyen augmente, alors que le facteur de puissance diminue. Pour expliquer cela, nous faisons une démarche similaire à celle faite pour la MSR. La Figure 54 représente le schéma vectoriel de la MSR-AP pour deux niveaux de

courant. La machine est alimentée par un courant \vec{I}_1 , \vec{E} représente la force électromotrice, le vecteur $jX_{q1} \cdot \vec{I}_q$ est plus grand que celui de $jX_{d1} \cdot \vec{I}_d$ dû à la saillance inverse et le vecteur \vec{V}_{int1} a un déphasage de φ'_1 par rapport au courant \vec{I}_1 . Pour un courant \vec{I}_2 égal à deux fois la valeur de \vec{I}_1 , les courants \vec{I}_d et \vec{I}_q sont bien dupliqués, mais leurs vecteurs respectifs sont affectés par la diminution des inductances due à la saturation. Comme avec la MSR, c'est l'inductance en quadrature la plus pénalisée. Le vecteur \vec{V}_{int2} a un déphasage φ'_2 , supérieur à φ'_1 , par rapport au courant. Le facteur de puissance diminue lorsque le courant est augmenté.

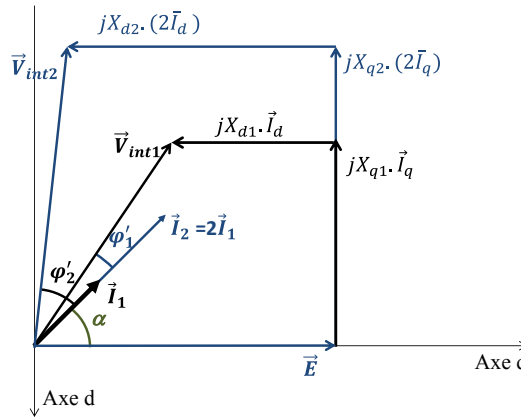


Figure 54 : Schéma vectoriel de la MSR-AP

Nous pouvons conclure de façon similaire à la section précédente qu'il y a toujours le compromis entre le couple moyen et le facteur de puissance. Par ailleurs, les performances électromagnétiques de la MSR-AP doivent être comparées à celles de la MSR pour décider sur quelle machine s'orienter. Nous présenterons cette comparaison dans la section suivante.

II.4.3 Comparaison des performances électromagnétiques des deux machines

Nous comparons les deux machines pour deux niveaux de densité de courant : $J=1 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$ et $J=4 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$. Les courbes de couple moyen en fonction de l'angle de calage sont tracées sur la *Figure 55*.

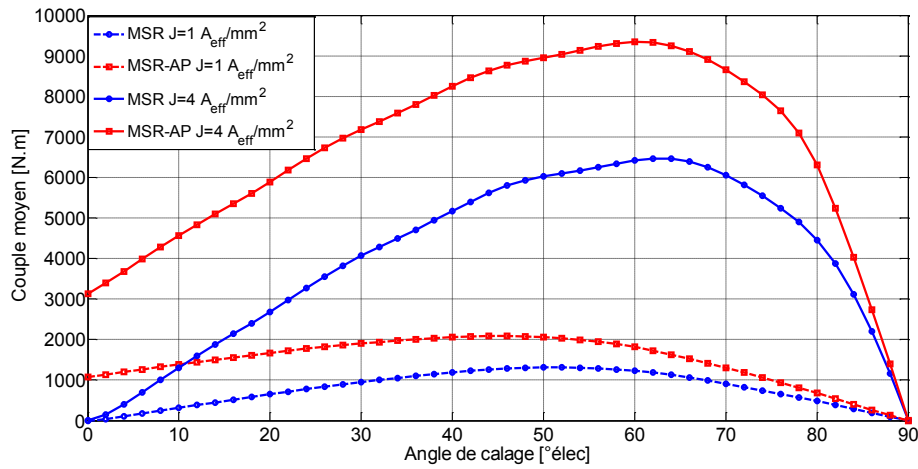


Figure 55 : Comparaison entre MSR et MSR-AP – Couple moyen

Comme démontré auparavant, nous pouvons remarquer que le couple moyen de la MSR-AP (courbes rouges) est supérieur à celui de la MSR (courbes bleues). Nous trouvons la même tendance pour le facteur de puissance en *Figure 56*.

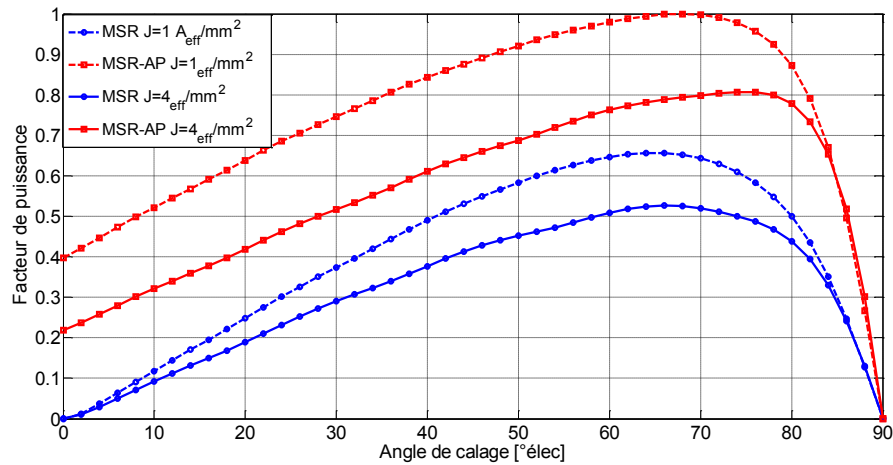


Figure 56 : Comparaison entre MSR et MSR-AP – Facteur de puissance

La MSR est constituée d'un rotor passif, le facteur de puissance risque alors d'être faible, nous pouvons vérifier cela sur la *Figure 49*, les vecteurs \vec{V}_{int} ont un fort déphasage avec le courant \vec{I} . Tandis que, la MSR-AP présente l'apport des aimants permanents, présenté comme la force électromotrice \vec{E} sur la *Figure 54*, ceux-ci font que le vecteur de tension \vec{V}_{int} est proche du vecteur de courant \vec{I} .

Les *Tableau VIII* et *Tableau IX* comparent respectivement les valeurs maximales du couple moyen et du facteur de puissance. Ils mettent en évidence l'augmentation des performances électromagnétiques due à l'insertion des aimants permanents dans les barrières de flux. Les gains sont environ de 45 % pour le couple moyen et de 52 % pour le facteur de puissance.

Tableau VIII : Comparaison entre MSR et MSR-AP – Couple moyen maximal

$J_{enc} [A_{eff}/mm^2]$	1	2	3	4	5	6
MSR – $C_{moy(max)} [N.m]$	1317	3230	4938	6467	7812	8937
MSR-AP – $C_{moy(max)} [N.m]$	2086	4606	7066	9345	11393	13191
Gain (%)	58	43	43	45	46	48

Tableau IX : Comparaison entre MSR et MSR-AP – Facteur de puissance maximal

$J_{enc} [A_{eff}/mm^2]$	1	2	3	4	5	6
MSR – $\cos \varphi_{(max)}$	0,66	0,65	0,58	0,53	0,48	0,44
MSR-AP – $\cos \varphi_{(max)}$	0,999	0,98	0,89	0,81	0,73	0,67
Gain (%)	52	51	53	53	52	52

Afin de comparer les performances des deux machines, le couple moyen et le facteur de puissance sont représentés ensemble par une courbe paramétrée en fonction de l'angle de calage. La *Figure 57* affiche les courbes des MSR et MSR-AP pour deux densités de courant, $J=1 A_{eff}/mm^2$ et $J=4 A_{eff}/mm^2$, où le couple moyen correspond à l'axe des ordonnées et le facteur de puissance à l'axe des abscisses.

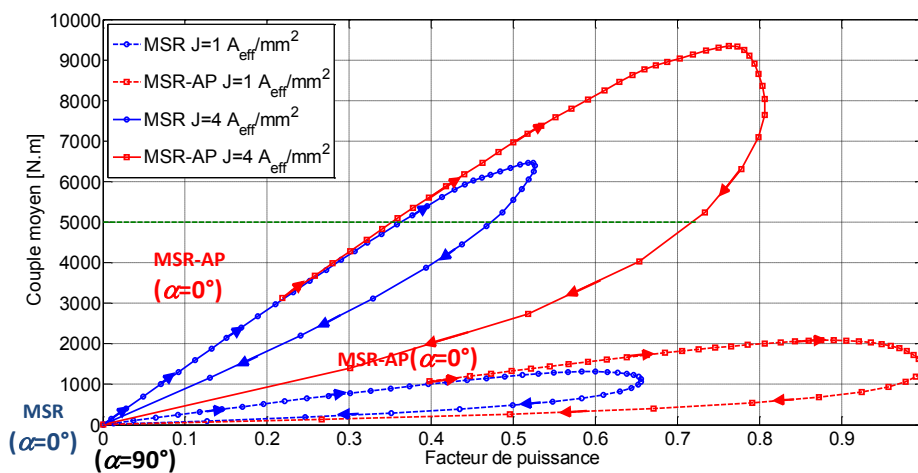


Figure 57 : Comparaison entre MSR et MSR-AP – Couple moyen et facteur de puissance

Les courbes de la MSR-AP possèdent des valeurs non-nulles à $\alpha=0^\circ$, alors que la MSR y a un couple et un facteur de puissance nuls. Pour $\alpha=90^\circ$ toutes les courbes finissent au point de coordonnées (0,0). Pour améliorer les deux performances, les courbes doivent alors être au plus près du coin supérieur droit.

Nous pouvons voir clairement l'augmentation produite par les aimants permanents. Par exemple, nous prenons comme référence les courbes à $J=4 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$ et un couple souhaité de 5000 N.m, la MSR peut donner un facteur de puissance maximum égal à 0,47, alors que la MSR-AP peut obtenir 0,72. D'une autre façon, le couple maximum de la MSR-AP à $J=4 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$ est égal à 9345 N.m, la MSR nécessite une densité de courant nettement supérieure à $4 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$, d'environ $6,4 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$, pour atteindre ce niveau de couple, ainsi la MSR demandera plus de courant que la MSR-AP et générera plus de pertes. Cela augmenta aussi le dimensionnement des composants électroniques.

Avec l'étude de ces différents cas, la MSR-AP présente de meilleures performances électromagnétiques que la MSR. Par conséquent, nous pouvons alors conclure que l'insertion des aimants permanents dans les barrières de flux est une proposition intéressante en termes de couple moyen et de facteur de puissance.

II.5 Variation du nombre de pôles

Cette section étudie l'influence de la variation du nombre de pôles pour les MSR et les MSR-AP. Le stator adopté est celui de la *Figure 44* dont le diamètre extérieur vaut 600 mm. Les autres dimensions géométriques ont été données dans le *Tableau III*. La *Figure 33* montre les structures de la MSR-AP pour différents nombres de pôles, où les aimants permanents sont de couleur verte. Les structures de la MSR seront celles de la *Figure 33* sans les aimants.

La géométrie du stator est fixe pour toutes les structures, alors que la géométrie du rotor dépend du nombre de pôles. Les angles d'ouverture des barrières de flux sont uniformes. L'épaisseur de toutes les barrières de flux est fixée à 4 mm pour toutes les structures afin que les barrières ne se croisent pas pour 12 pôles. Les aimants permanents sont implémentés de telle façon que toutes les structures aient le même volume d'aimants, les barrières de flux seront donc moins remplies pour les grandes polarités.

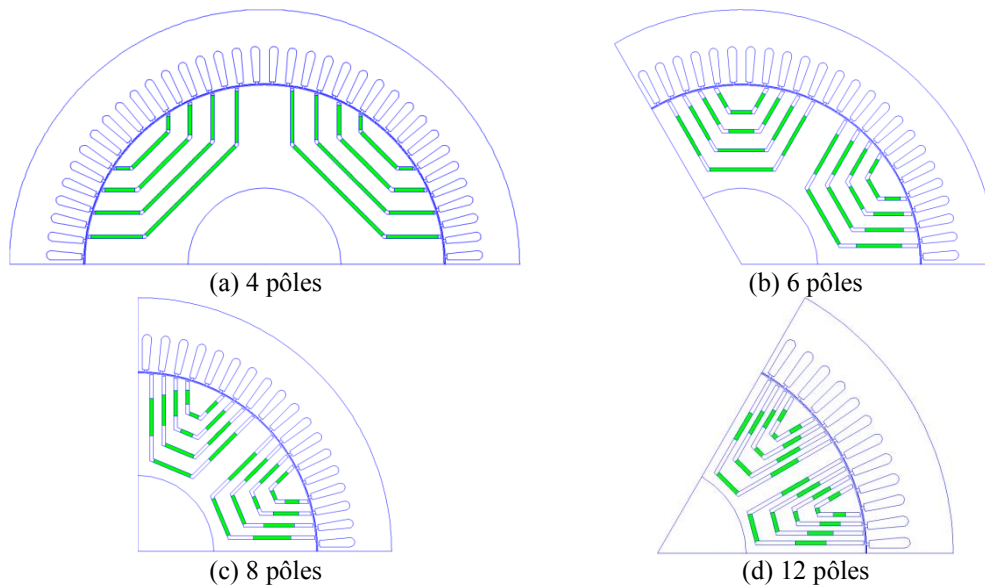


Figure 58 : Structures des MSR-AP à divers nombres de pôles

Les machines sont alimentées avec une densité de courant égale à $2 A_{\text{eff}}/\text{mm}^2$. Les *Figure 59* et *Figure 60* montrent respectivement pour les MSR et les MSR-AP, les caractéristiques du couple moyen en fonction de l'angle de calage pour chaque nombre de pôles. Le *Tableau X* compare les valeurs maximales du couple des MSR et des MSR-AP en fonction du nombre de pôles.

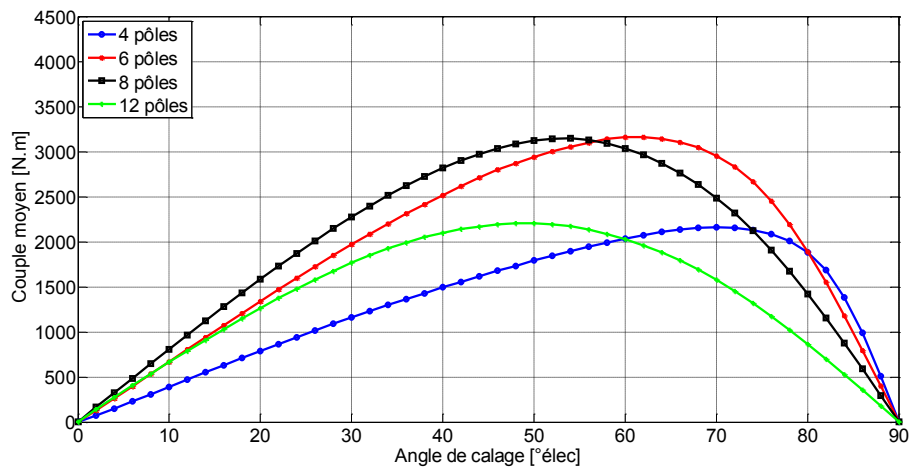


Figure 59 : MSR Variation du nombre de pôles – Couple moyen

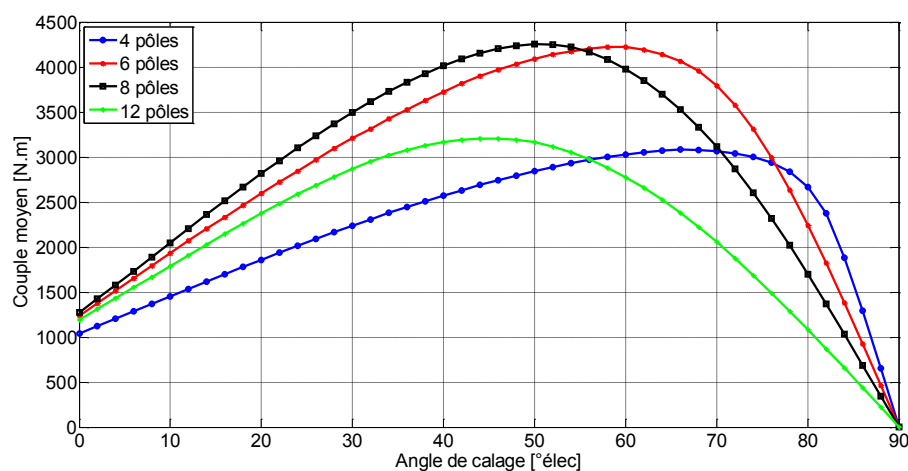


Figure 60 : MSR-AP Variation du nombre de pôles – Couple moyen

Tableau X : Impact du nombre de pôles – Couple moyen

Structure	Pôles	4	6	8	12
MSR	$C_{mov(max)}$ [N.m]	2160	3162	3146	2206
	α_{opt} [°élec]	70	60	54	50
MSR-AP	$C_{mov(max)}$ [N.m]	3083	4224	4257	3208
	α_{opt} [°élec]	66	58	50	46
Gain (%)		43	34	35	45

Conformément à ce que nous avons mis en avant dans la section précédente, les aimants permanents augmentent bien le couple moyen, le gain est entre 34 et 45 %. Les Figure 61 et Figure 62 montrent respectivement pour les MSR et les MSR-AP, les courbes du facteur de puissance pour chaque nombre de pôles. En plus, le Tableau XI donne leurs valeurs maximales. Ainsi, le facteur de puissance de la MSR-AP présente un gain par rapport à celui de la MSR entre 40 et 56 %.

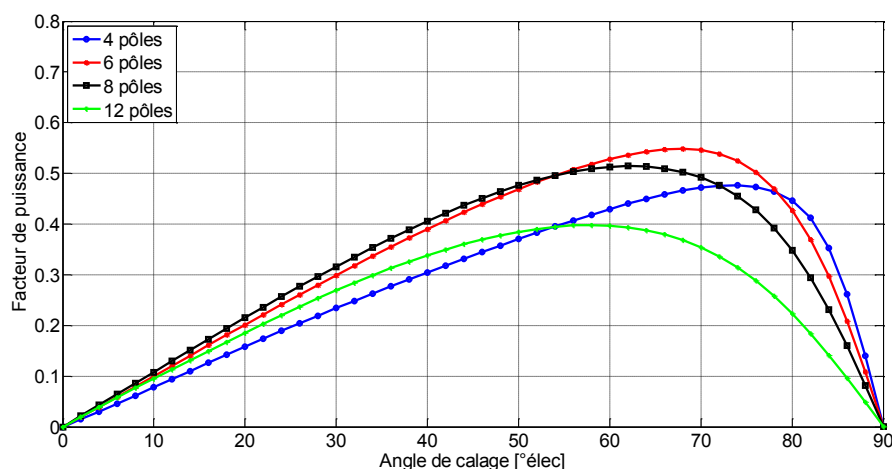


Figure 61 : MSR Variation du nombre de pôles – Facteur de puissance

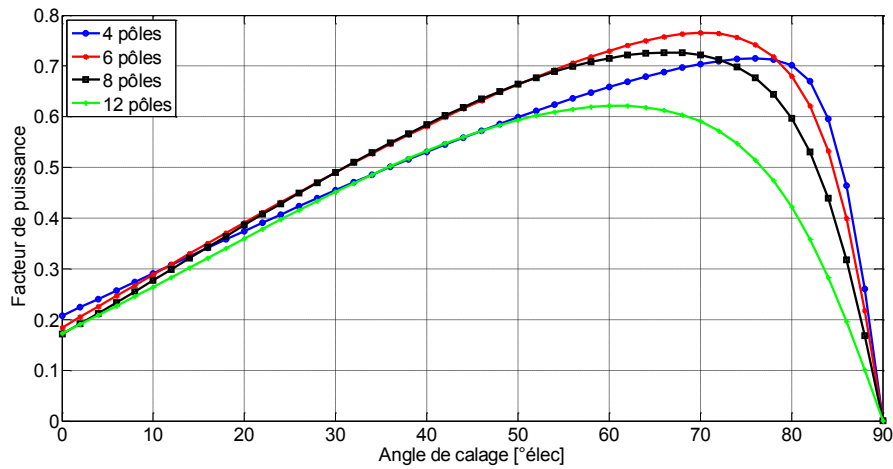
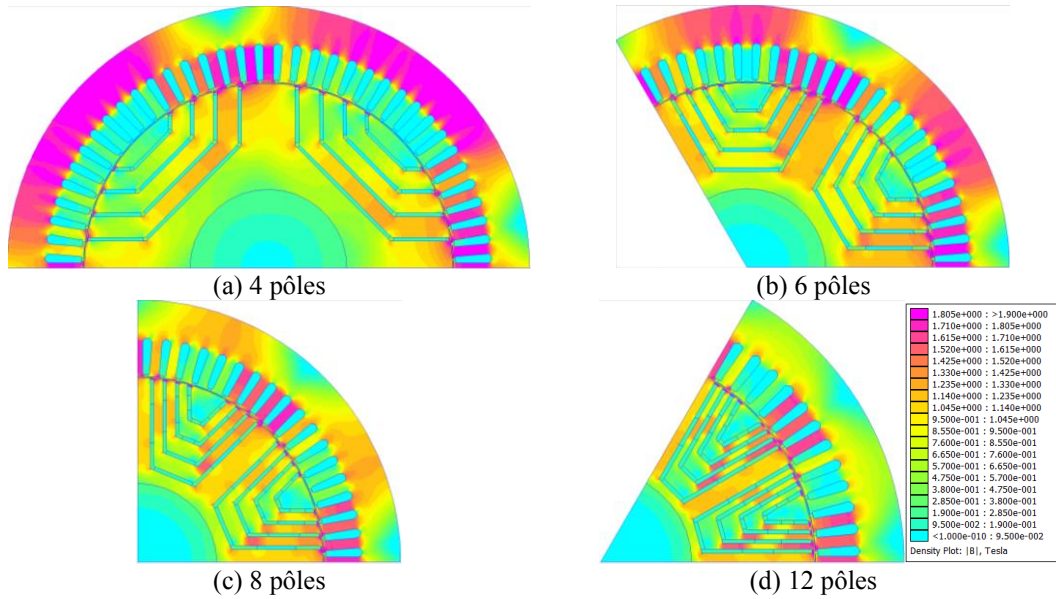


Figure 62 : MSR-AP Variation du nombre de pôles – Facteur de puissance

Tableau XI : Impact du nombre de pôles – Facteur de puissance

Structure	Pôles	4	6	8	12
MSR	$\cos \varphi_{(\max)}$	0,48	0,55	0,51	0,40
	α_{opt} [°élec]	74	68	62	58
MSR-AP	$\cos \varphi_{(\max)}$	0,72	0,77	0,73	0,62
	α_{opt} [°élec]	76	70	66	60
Gain (%)		50	40	41	56

Le fait d'augmenter le nombre de pôles sur les MSR et MSR-AP implique que le couple et le facteur de puissance commencent par augmenter jusqu'à un nombre de pôles optimum et ensuite ils diminuent. Pour ce qui concerne les cas extrêmes, les structures à 4 et 12 pôles sont pénalisées en raison de la saturation. Pour preuve, la *Figure 63* montre les niveaux d'induction dans les structures à $\alpha=60^\circ$. La structure à 4 pôles est saturée au niveau de la culasse stator, donc le flux d'entrefer diminue et le couple moyen et le facteur de puissance aussi. Lorsque la polarité est augmentée, la saturation au stator est réduite et donc les performances augmentent (6 et 8 pôles). Cette augmentation est limitée par la géométrie du rotor, les barrières de flux sont très proches et elles risquent de se croiser, par exemple la structure à 12 pôles (voir *Figure 33*). Cependant, avant la limite géométrique, on constate une limite magnétique, les barrières de flux occupent une grande partie du rotor (*Figure 63d*). Les lignes de champs auront un chemin plus étroit, donc le rotor deviendra saturé et il y aura une réduction du couple et du facteur de puissance.

Figure 63 : Niveaux d'induction des MSR-AP à $\alpha=60^\circ$

Nous pouvons conclure que la saturation au stator ainsi qu'au rotor est bien présente dans les MSR et les MSR-AP. Le modèle analytique qui sera réalisé doit donc être capable de prendre en compte les ampères-tours consommés dans les deux parties de la machine.

II.6 Influence du nombre de barrières

Nous allons faire varier le nombre de barrières de flux et analyser son impact sur les performances de la machine. La machine de référence est celle de la *Figure 44(b)* de diamètre extérieur de 600 mm et avec 6 pôles au rotor. Les structures sont affichées sur la *Figure 64*. Nous avons limité l'étude à 6 barrières de flux à cause de contraintes géométriques, les barrières de flux risquant de se croiser. Le produit entre l'épaisseur des barrières multiplié par le nombre de barrières sera constant afin d'obtenir le même surface de passage pour les lignes de champ, ainsi le *Tableau XII* donne les valeurs des épaisseurs à utiliser pour chaque nombre de barrières. Le coût de la machine doit aussi rester constant, donc le volume des aimants est aussi fixe.

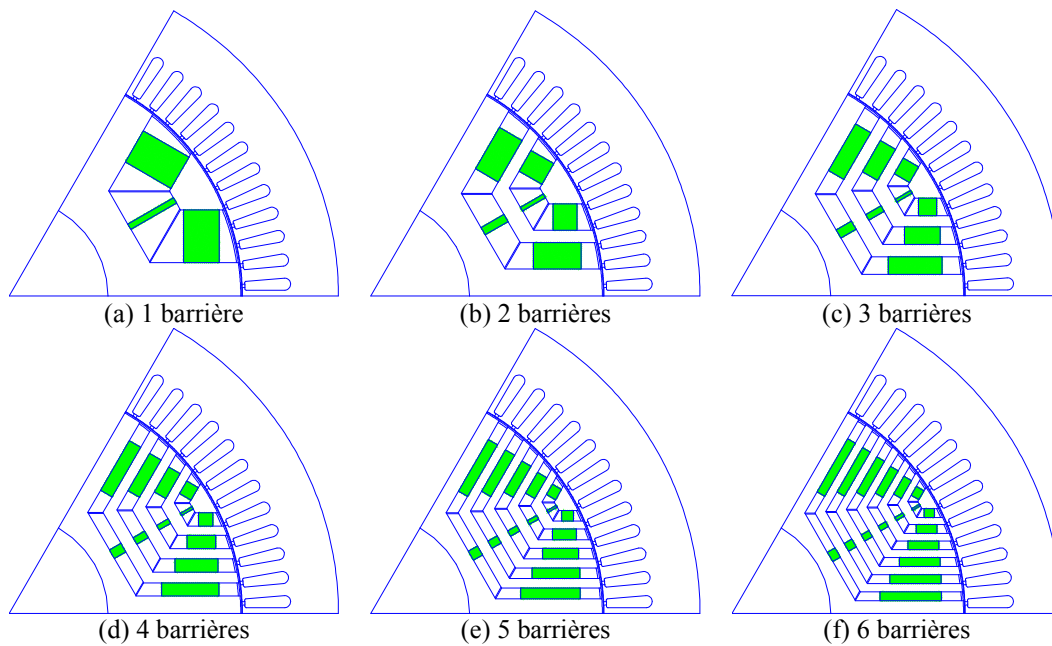


Figure 64 : Structures à différents nombres de barrières de flux

Tableau XII : Valeurs de l'épaisseur des barrières de flux

Nombre de barrières de flux	Épaisseur [mm]	Épaisseur totale [mm]	Surface AP [mm ²] 1 pôle
1	48	48	3393,6
2	24	48	3393,6
3	16	48	3393,6
4	12	48	3393,6
5	9,6	48	3393,6
6	8	48	3393,6

Les machines sont alimentées par une même densité de courant d'encoche ($J=3 \text{ A}_{\text{eff}}/\text{mm}^2$). Les *Figure 65* et *Figure 66* montrent les performances en couple moyen et en facteur de puissance pour différents nombres de barrières de flux.

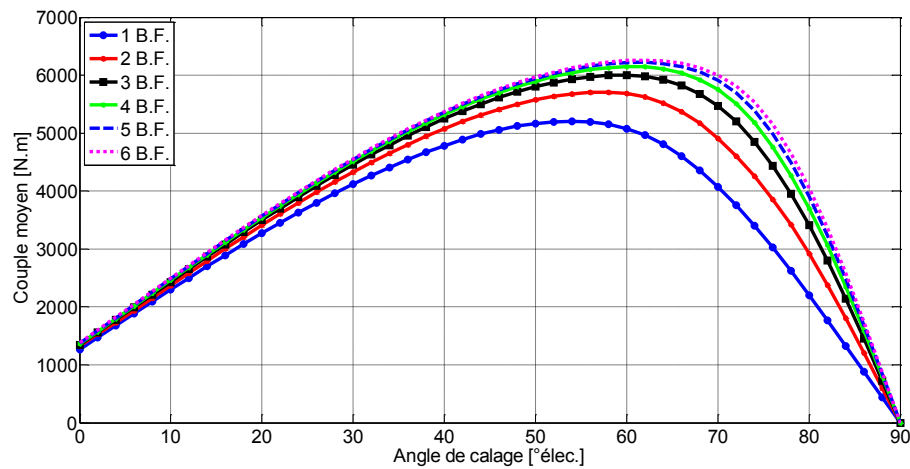


Figure 65 : Influence du nombre de barrières – Couple moyen

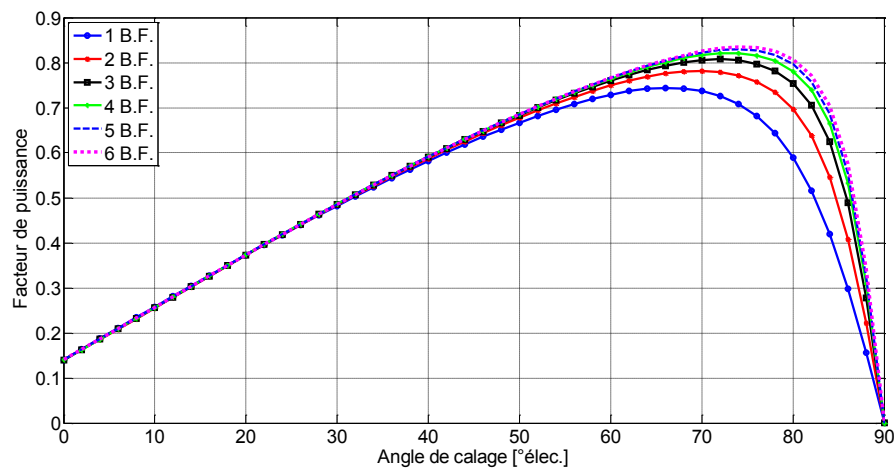


Figure 66 : Influence du nombre de barrières – Facteur de puissance

Le couple moyen et le facteur de puissance augmentent lorsque le nombre de barrières de flux est augmenté, mais cette augmentation devient plus faible à partir de la cinquième barrière de flux. À un angle de calage nul, les courbes de couple moyen et de facteur de puissance ont les mêmes valeurs. Cela confirme bien que toutes les structures ont la même quantité d'aimants. La *Figure 67* montre plus clairement ces deux paramètres sur un même graphique, il s'agit des courbes paramétrées par l'angle de calage. L'objectif est toujours de s'approcher au maximum du coin supérieur droit.

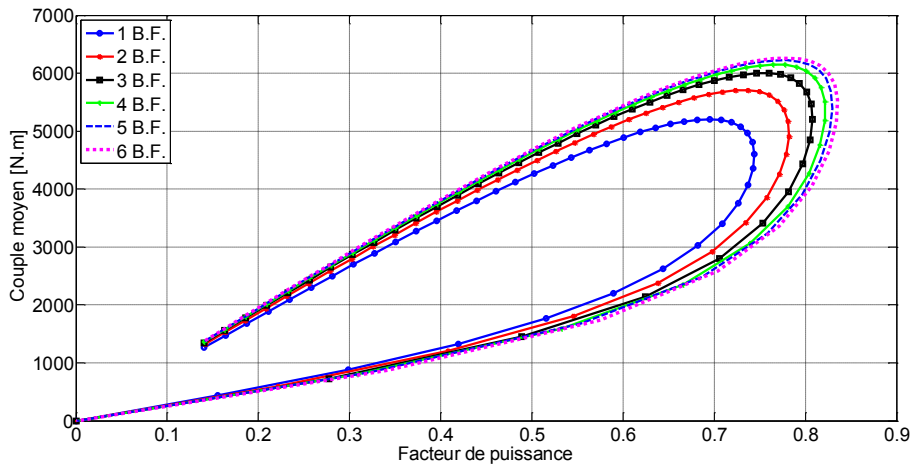


Figure 67 : Influence du nombre de barrières – Couple moyen et facteur de puissance

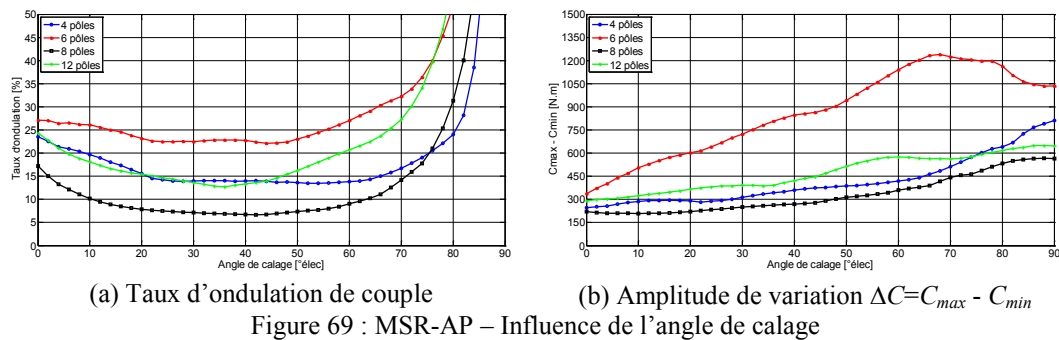
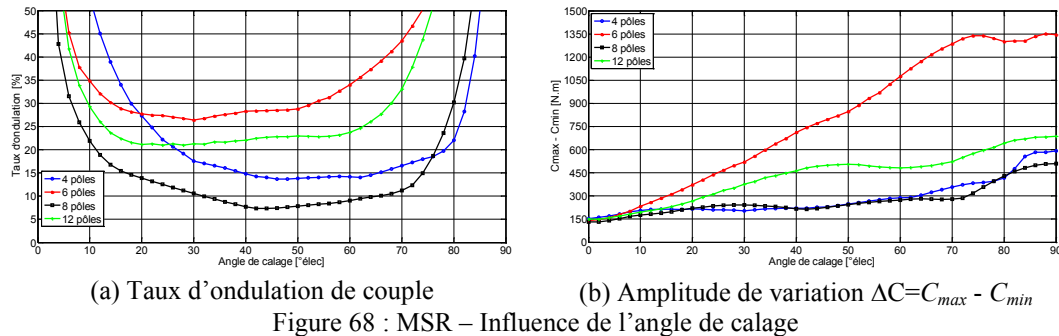
Cette dernière figure met en évidence l'avantage d'augmenter le nombre de barrières de flux. Ceci sera limité par la taille du rotor (un aspect géométrique) ou par le nombre d'aimants à insérer (un aspect de difficulté de réalisation) ou encore par des aspects mécaniques (tenue à haute vitesse).

II.7 Ondulations de couple

Les ondulations de couple sont un critère important pour la conception des machines. Dans cette partie deux paramètres sont étudiés : l'angle de calage et l'angle d'ouverture des barrières de flux.

II.7.1 Influence de l'angle de calage

Les ondulations de couple sont analysées pour les MSR et les MSR-AP. Les machines de références sont les quatre structures de la *Figure 33*, la machine a un diamètre extérieur égal à 600 mm et différents nombres de pôles. Comme dans la section II.5, les simulations ont été faites à une densité de courant constante et égale à $2 A_{eff}/mm^2$. Le taux d'ondulation de couple et l'amplitude de variation de couple ($\Delta C = C_{max} - C_{min}$) sont tracés en fonction de l'angle de calage pour différents nombres de pôles. Ces courbes sont représentées pour les MSR en *Figure 68* et pour les MSR-AP en *Figure 69*.



Dans ce cas les structures à 8 pôles possèdent les valeurs minimales du taux d'ondulation de couple et du ΔC pour la plupart des angles de calage. Comme montré sur la *Figure 68*, pour les faibles angles de calage, la MSR présente des taux d'ondulation élevés à cause de son couple moyen qui tend vers zéro (*Figure 59*), cependant les ΔC sont les plus faibles, donc les faibles angles de calage ne poseront pas de problèmes pour le fonctionnement de la machine. Ceci est différent pour les forts angles de calage, les taux d'ondulation de couple sont élevés et les ΔC aussi. Ces valeurs doivent être interdites comme points de fonctionnement. Dans ce cas, la plage des angles de calage pour les MSR doit donc être limitée entre 0° et 65° .

Pour la MSR-AP, sur la *Figure 69(a)*, les taux d'ondulation de couple pour les faibles angles de calage sont corrigés, car le couple moyen est non-nul grâce à l'apport des aimants permanents. Les quatre courbes montrent une tendance similaire, des valeurs élevées de taux d'ondulation de couple pour les fortes valeurs de l'angle de calage. Cependant, il faudra aussi faire attention aux valeurs du ΔC , *Figure 69(b)*, car l'ondulation de couple augmente lorsque l'angle de calage est augmenté. Les points de fonctionnement à calages supérieurs à 80° doivent alors être interdits.

Les amplitudes de variation ΔC sont minimales à calage nul. À ce calage, les valeurs des MSR-AP sont supérieures à celles des MSR, car les aimants permanents créent des fluctuations dans l'induction au niveau de l'entrefer. Si on

cible le taux d'ondulation de couple, sur les *Figure 68 et Figure 69*, il y aura une valeur optimale de l'angle de calage. Le *Tableau XIII* détaille les valeurs minimales du taux d'ondulation de couple pour chaque nombre de pôles.

Tableau XIII : Taux d'ondulation de couple – angle de calage optimal

Structure	Pôles	4	6	8	12
MSR	$T_{\text{ond (min)}}(\%)$	13,7	26,4	7,4	21,1
	$\alpha_{\text{opt}} [^\circ\text{élec}]$	48	30	44	20
MSR-AP	$T_{\text{ond (min)}}(\%)$	13,5	22,1	6,7	12,7
	$\alpha_{\text{opt}} [^\circ\text{élec}]$	54	44	42	36
Gain (%)		-2	-16	-9	-40

Les ΔC pour les deux machines, MSR et MSR-AP, sont très proches en comparaison des courbes pour le même nombre de pôles. Les taux d'ondulation de couple relevés sur les figures est le rapport entre ΔC et le couple moyen, ils sont donc influencés par ce dernier. Nous en déduisons que les MSR ont un couple moyen plus faible que les MSR-AP, donc à iso- ΔC leurs taux d'ondulation seront donc plus grands.

Dans cette section, nous n'avons pas fait varier de paramètres géométriques, comme l'entrefer ou les angles d'ouverture des barrières. L'objectif a été de montrer les allures du taux d'ondulation et du ΔC en fonction de l'angle de calage et de détecter certaines valeurs à éviter, comme les forts angles de calage.

II.7.2 Influence de l'angle d'ouverture des barrières de flux

Nous faisons maintenant varier la géométrie de la machine. Les angles d'ouverture des barrières de flux fixent la position de la barrière au niveau de l'entrefer. Les barrières de flux créent des harmoniques supplémentaires quand elles interagissent avec les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice et elles augmentent les ondulations de couple. La position de la barrière peut alors influencer sur ces dernières. Il reste possible de déterminer une position optimum des barrières de flux pour obtenir un couple avec moins d'ondulation et une valeur moyenne élevée [BIA09].

La machine de référence est celle de la *Figure 45* de diamètre extérieur égal à 150 mm, les dimensions géométriques ont été données dans le *Tableau IV*. Pour l'analyse nous avons choisi un rotor à 4 pôles.

Dans un premier temps, nous utilisons une seule barrière de flux par pôle. L'épaisseur de la barrière est fixée à 3,1 mm, la même valeur que la largeur de la

dent du stator. Pour faire varier l'angle d'ouverture θ_l de cette barrière, nous prenons comme référence une dent du stator comme un extrême de la barrière (lignes rouges de la *Figure 70*). Les valeurs varient de $22,5^\circ$ à 30° soit, un pas dentaire noté τ_d égal à $7,5^\circ$ mécanique dans ce cas pour 48 encoches. La machine est alimentée par une densité de courant de $5 A_{eff}/mm^2$ et un angle de calage égal à 60° . Nous traçons le taux d'ondulation de couple et l'amplitude de variation de couple ($\Delta C = C_{max} - C_{min}$) en fonction de l'angle d'ouverture sur la *Figure 71*.

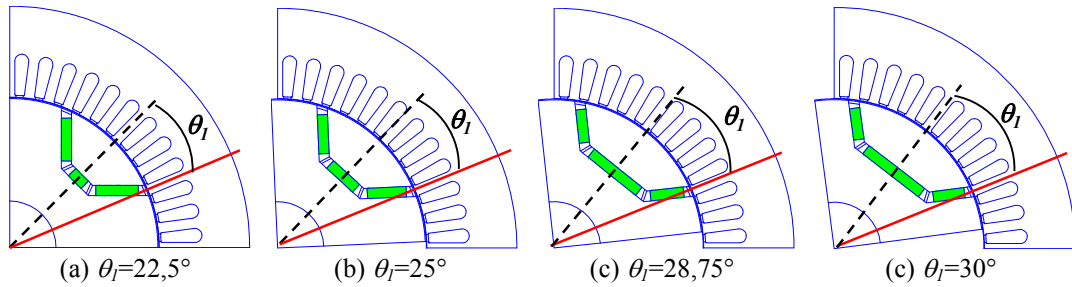


Figure 70 : MSR-AP à 1 barrière – Variation de l'angle d'ouverture

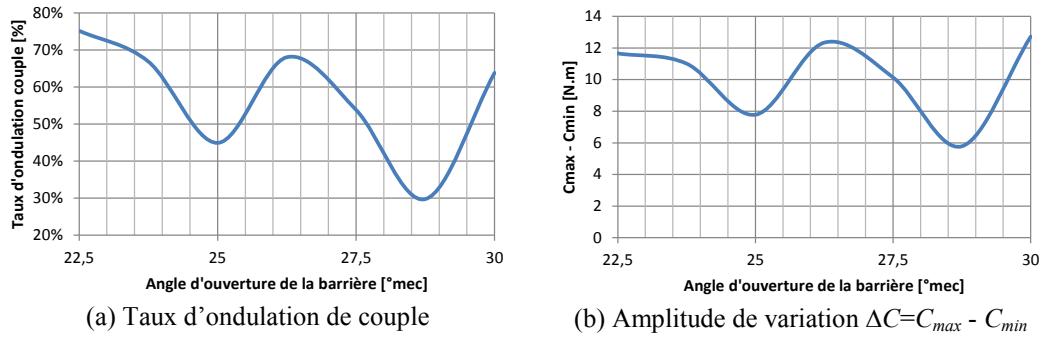
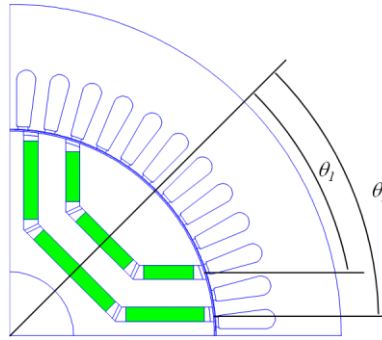


Figure 71 : Ondulations de couple – Influence de l'angle d'ouverture de la barrière (1 barrière)

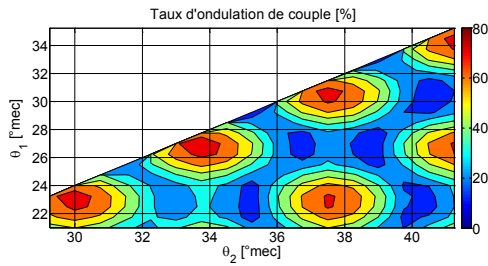
Sur les deux courbes la tendance est la même. Elles mettent en évidence que si les deux extrêmes de la barrière sont en face d'une dent (θ_l égal à $22,5^\circ$, $26,25^\circ$ et 30° en *Figure 70*) les ondulations de couple sont importantes. Ces valeurs de θ_l sont proportionnelles à la moitié du pas dentaire. Nous pourrions alors interdire les angles d'ouverture à partir de l'équation (II.9). Il existe aussi deux minimums locaux quand θ_l varie d'un pas dentaire ($\theta_l = 25^\circ$ et $\theta_l = 28,75^\circ$).

$$\theta_l \neq k \frac{\tau_d}{2} \quad (II.9)$$

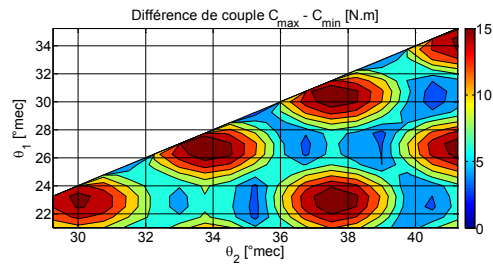
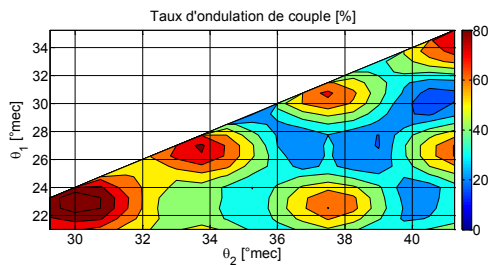
Ensuite, nous traitons le cas à deux barrières de flux par pôle (*Figure 72*). Les angles d'ouverture sont représentés par θ_l et θ_2 et varient de 0° à 45° mécaniques afin de tester toutes les positions réalisables. θ_l doit être inférieur à θ_2 , car les deux barrières ne doivent pas se croiser. Les positions centrales et l'épaisseur de chaque barrière de flux sont fixes. L'épaisseur de toutes les barrières reste égale à 3,1 mm.

Figure 72 : Structure MSR-AP à deux barrières de flux ($\theta_1 < \theta_2$)

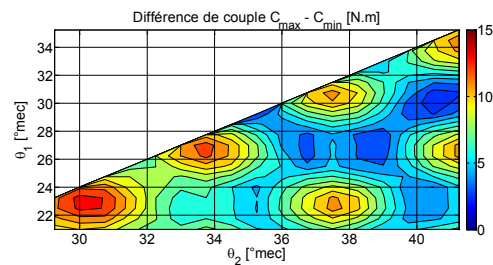
La machine reste alimentée par une densité de courant de $5 A_{eff}/mm^2$. Les valeurs du taux d'ondulation de couple et de l'amplitude de variation de couple ($\Delta C = C_{max} - C_{min}$) pour diverses combinaisons de θ_1 et θ_2 sont affichées par des contours où l'axe des ordonnées est θ_1 et l'axe des abscisses est θ_2 . Les Figure 73 et Figure 74 montrent les valeurs relevées pour un angle de calage égal à 60° et 75° . Le pas de discrétisation pour θ_1 et θ_2 est égal à $0,1 \tau_d$ ($\tau_d = 7,5^\circ$) afin d'obtenir une quantité suffisante de points.



(a) Taux d'ondulation de couple

(b) Amplitude de variation $\Delta C = C_{max} - C_{min}$ Figure 73 : Ondulations de couple – Influence de l'angle d'ouverture de la barrière (2 barrières), $\alpha = 60^\circ$ 

(a) Taux d'ondulation de couple

(b) Amplitude de variation $\Delta C = C_{max} - C_{min}$ Figure 74 : Ondulations de couple – Influence de l'angle d'ouverture de la barrière (2 barrières), $\alpha = 75^\circ$

Il est possible de remarquer que le taux d'ondulation de couple et la différence ΔC ont des contours similaires pour un angle de calage fixe. Nous pouvons aussi

constater que la variation de l'angle de calage n'influe que très peu sur la distribution des zones. Nous allons donc analyser les diverses zones des figures.

La partie blanche des *Figure 73* et *Figure 74* correspond aux géométries où les deux barrières se croisent. Il y a des zones intéressantes (bleues) pour lesquelles le taux d'ondulation de couple est faible, il existe alors des angles d'ouverture optimaux qui permettent de minimiser les ondulations de couple.

De plus, dans certaines zones le couple présente de fortes ondulations (rouges). Ces zones peuvent alors être identifiées et interdites pour un futur dimensionnement de la MSR-AP. Pour cela nous construisons un diagramme des zones critiques (zones rouges) selon leurs centres en fonction de θ_1 et θ_2 . Ils seront placés comme le montre la *Figure 75*, où les axes sont proportionnels à la moitié du pas dentaire ($\frac{\tau_d}{2} = 3,75^\circ_{mec}$). Le carré vert est la zone analysée en *Figure 73* et *Figure 74* ($\theta_1 = [22,5^\circ ; 33,75^\circ]$ et $\theta_2 = [30^\circ ; 41,25^\circ]$).

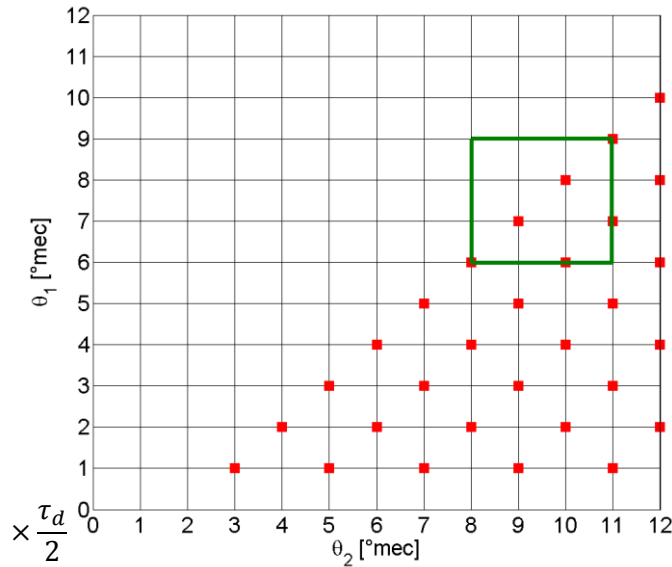


Figure 75 : Ondulations de couple – Centres de zones à interdire

Les centres peuvent être écrits par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \theta_1 = i \frac{\tau_d}{2}, \text{ pour } i = 1:1:(N-2) \\ \theta_2 = j \frac{\tau_d}{2}, \text{ pour } j = (i+2):2:N \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec $N = \frac{3}{2}m$, où m est le nombre d'encoches par pôle et par phase. Dans notre cas à 48 encoches et 4 pôles, $m = 4$ et $N = 12$.

Les *Figure 73* et *Figure 74* montrent que les zones critiques ont un rayon approximé à $\frac{\tau_d}{5} = 1,5^\circ_{mec}$. Nous pourrions alors donner les combinaisons θ_1 et θ_2 à éviter avec les centres et le rayon.

Si nous comparons les *Figure 71* et *Figure 73* (calage égal à 60°) la deuxième barrière aide à diminuer les ondulations de couple. Alors, l'augmentation du nombre de barrières de flux est un choix judicieux.

Nous pouvons conclure qu'il a été identifié des combinaisons de θ_1 et θ_2 à interdire afin d'éviter de fortes ondulations de couple. Cette formulation pourra être utilisée dans les futures optimisations.

Nous venons de mettre en amont une démarche innovante permettant de borner les paramètres θ_1 et θ_2 . L'analyse a été faite pour une machine de 48 encoches et 4 pôles, cependant la même démarche peut être adaptée pour d'autres configurations de machines.

II.8 Influence des ponts rotoriques

Le rotor utilisé est constitué d'une tôle dite « monobloc » comme celle de la *Figure 76*. Pour chaque barrière de flux, le rotor possède donc des ponts « radiaux » (cercles rouges) et des ponts « tangentiels » (cercles verts), ces derniers fermant les fentes côté entrefer. Grâce aux tôles monobloc, les moyeux amagnétiques ne sont plus nécessaires et de ce fait, nous disposons de plus de place pour les barrières de flux. En revanche, leur présence correspond à des chemins de fuites magnétiques importants et potentiellement nombreux, dans notre cas il y a quatre ponts rotoriques par barrière de flux.

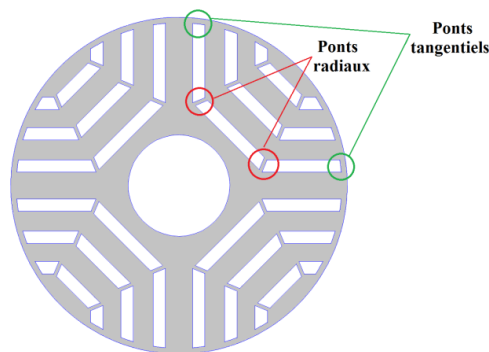


Figure 76 : Tôle monobloc de la machine synchro-réductrice

Une partie des aimants permanents devient inopérante pour le flux principal (flux d'entrefer servant à la conversion électromécanique). Le flux produit par cette partie se reboucle par les chemins des ponts rotoriques. En contrepartie, ces

fuites protègent significativement les aimants contre la démagnétisation en cas de forts défluxages, car le fait de devoir, en toutes circonstances, alimenter les ponts interdit aux aimants de travailler à flux global presque nul.

Il est donc intéressant d'analyser les ponts rotoriques. Dans ce cadre, nous avons étudié l'impact des ponts sur les performances des MSR et des MSR-AP. Nous avons utilisé la structure de la *Figure 45* de diamètre extérieur de 150 mm. Le rotor contient 4 pôles et 3 barrières de flux par pôle. Le type d'aimant est la Ferrite ($B_r=0,43$ T à 20 °C). Pour chaque machine, nous avons étudié trois cas :

- Une structure sans ponts ($\mu_{\text{pont}}=1$)
- Une structure avec seulement les ponts tangentiels ($\mu_{\text{pont_tang}}= \mu_{\text{tôle}}$, $\mu_{\text{pont_rad}}=1$)
- Une structure avec tous les ponts rotoriques ($\mu_{\text{pont}}= \mu_{\text{tôle}}$)

Ensuite, nous présentons deux analyses :

- La MSR-AP à vide, pour mettre en évidence l'impact des ponts sur le flux des aimants,
- La MSR et la MSR-AP en charge

II.8.1 MSR-AP à vide

La MSR-AP est analysée à vide afin de vérifier la diminution du flux dû aux aimants. La *Figure 77* montre les inductions d'entrefer pour les trois cas traités : (a) sans ponts, (b) les ponts tangentiels seuls, (c) avec tous les ponts.

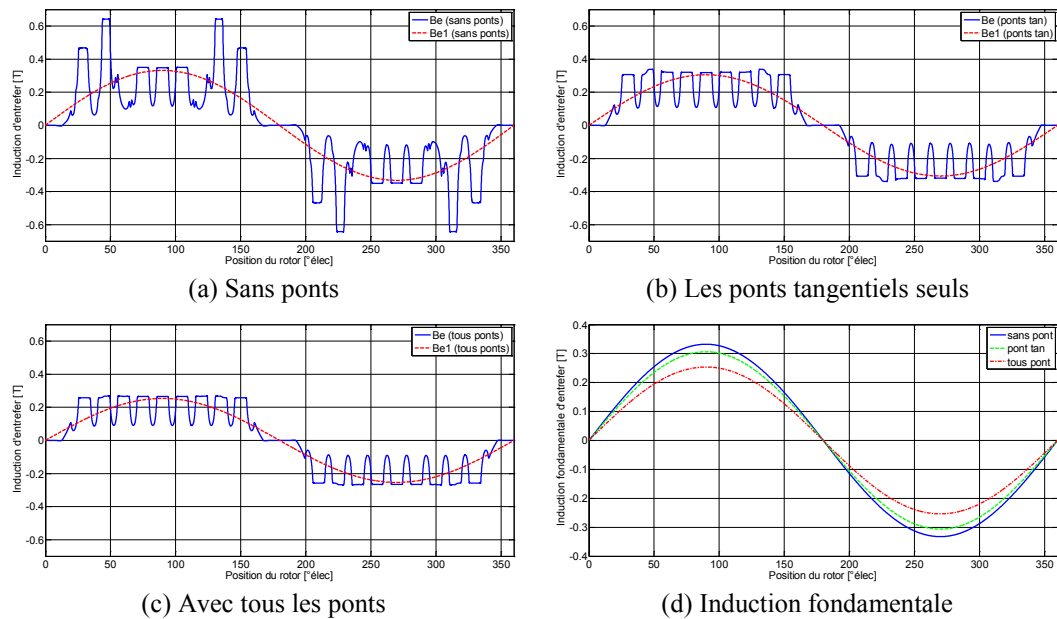


Figure 77 : Induction d'entrefer – MSR-AP à vide

On remarque la présence de pics et de creux d'induction lorsqu'il n'y a pas de ponts rotoriques, vers 50° et 60° en *Figure 77(a)*, car tout le flux traverse l'entrefer par les dents « rotoriques » (voir Annexe II Fig. 1).

Lorsque le pont tangentiel est ajouté, *Figure 77(b)*, les pics d'induction d'entrefer disparaissent. Le flux a un chemin à travers les ponts rotoriques, cependant une grande partie du flux se reboucle entre l'aimant et le pont tangentiel, principalement dans la plus grande barrière (voir Annexe II Fig. 2). On peut constater un intérêt des ponts tangentiels, ils aident à diminuer les harmoniques d'induction d'entrefer et donc les ondulations de couple à vide.

Entre les figures (b) et (c), il n'y a pas une forte différence d'allure, mais en voyant les lignes de champ, annexe II Fig. 3, les ponts radiaux consomment le flux magnétique des aimants. Ce constat est vérifié par l'intermédiaire de la *Figure 77 (d)* qui représente les inductions fondamentales ainsi que le *Tableau XIV* qui donne le flux-d.

Tableau XIV : Influence des ponts rotoriques – MSR-AP à vide

Grandeur	Sans ponts	Ponts tangentiels	Tous les ponts
Flux-d (Wb)	0,1644	0,1531	0,1268
U_{ph_ph} (V_{eff})	126,5	117,8	97,5
Écart du flux (%)		6,9	22,9

Le cas sans ponts est pris comme référence. Lorsque les ponts tangentiels sont inclus le flux-d diminue de 6,9 % et si ensuite les ponts radiaux sont ajoutés (cas avec « tous les ponts ») le flux-d diminue de 22,9 %.

Nous pouvons conclure que le flux produit par les aimants vers l'entrefer est fortement diminué lorsque les ponts rotoriques sont utilisés. Cependant, les ponts tangentiels agissent sur la diminution des ondulations de couple à vide.

Nous avons mis en évidence l'impact des ponts rotoriques sur le flux lorsque la machine est à vide. Dans le paragraphe suivant nous analyserons comment il évolue lorsque la machine est en charge.

II.8.2 MSR et MSR-AP en charge

Les deux machines sont alimentées par une densité de courant de $5 A_{eff}/mm^2$. Les courbes de flux direct et en quadrature sont tracées en *Figure 78* et en *Figure 79* pour les deux machines. La référence sera le cas où il n'y a pas de ponts rotoriques.

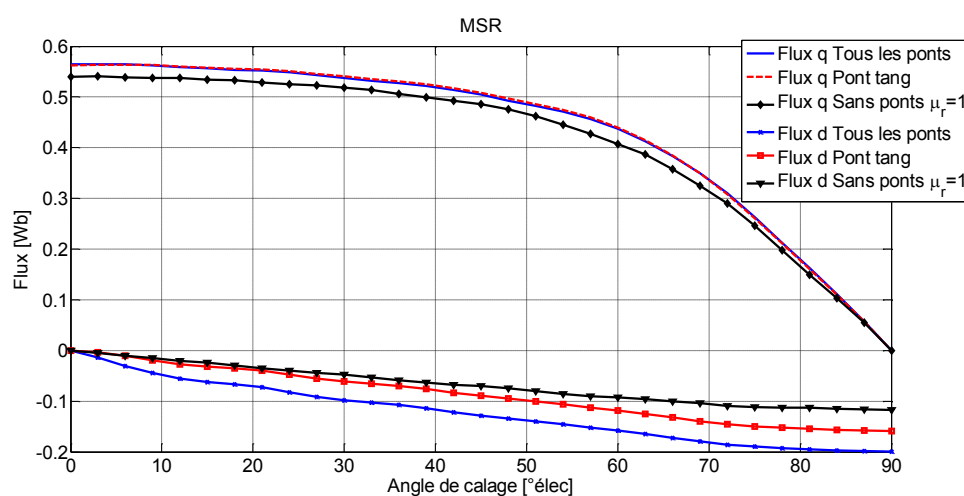


Figure 78 : Influence des ponts rotoriques – MSR en charge – Flux magnétique

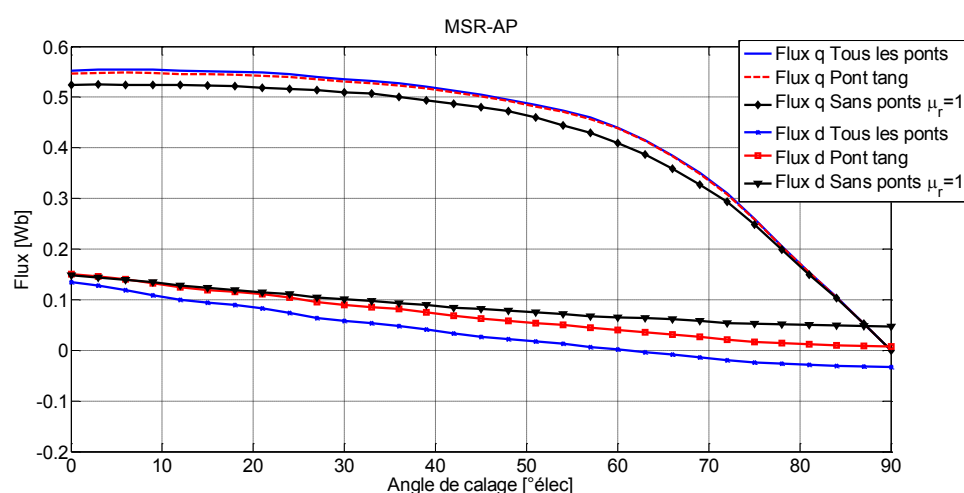


Figure 79 : Influence des ponts rotoriques – MSR-AP en charge – Flux magnétique

Lorsque les ponts tangentiels sont ajoutés, le flux en quadrature augmente, car il sera plus facile pour le flux de traverser l'entrefer, il pourra passer par les ponts, cependant le flux direct diminue. Ensuite, les ponts radiaux sont ajoutés (cas avec « tous les ponts »), le flux direct est encore plus pénalisé.

Nous comparons le cas « sans ponts » et le cas avec « les ponts tangentiels ». Les flux d'axe d sont proches jusqu'à 30°, les *Figure 78* et *Figure 79* confirment cette affirmation. Comme le couple est principalement produit par le flux direct pour les faibles angles de calages, on peut donc prévoir que les couples seront similaires pour ces angles de calages. Pour les angles de calage intermédiaires, les deux flux participent à la production du couple, les deux flux étant différents, les courbes de couple seront donc différentes. Pour les forts angles de calages, le

couple est affecté par le flux d'axe q , lequel est similaire pour tous les cas à partir de 75° , donc les couples se superposent. Nous pourrions vérifier ceci sur les courbes de couple présentées en *Figure 80* et en *Figure 81*.

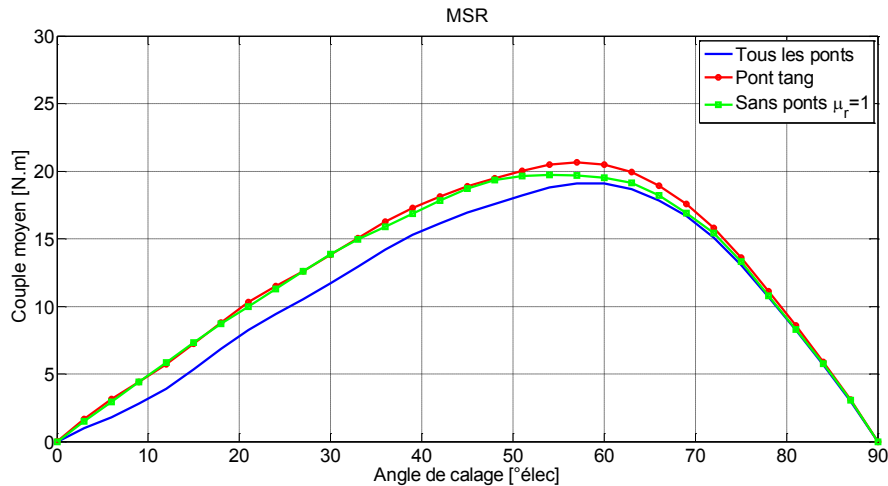


Figure 80 : Influence des ponts rotoriques – MSR en charge – Couple moyen

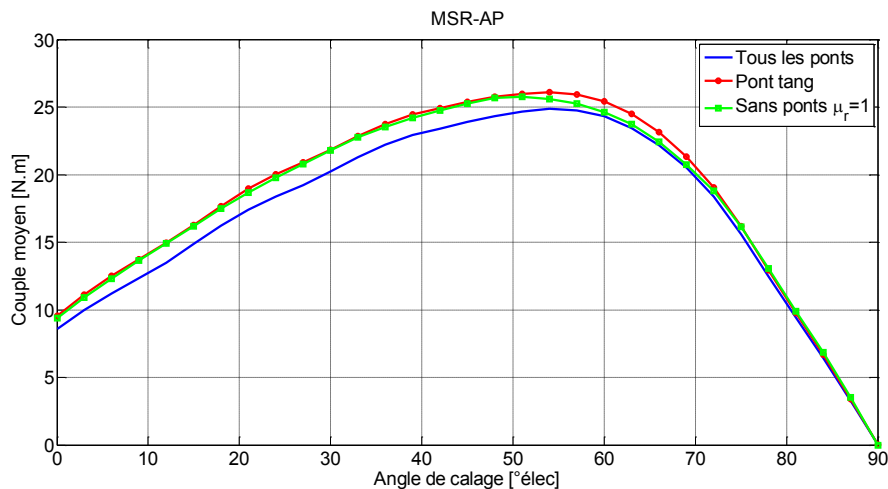


Figure 81 : Influence des ponts rotoriques – MSR-AP en charge – Couple moyen

Nous analysons ces courbes du couple moyen en fonction de l'angle de calage. On retient les deux premiers cas : « sans ponts » et « avec seulement les ponts tangentiels ». Pour les deux machines, on constate que les courbes sont similaires pour les faibles et forts angles de calage, comme ceci a été prévu.

La structure munie de tous les ponts rotoriques présente une réduction de couple. Dans le cas de la MSR-AP, la diminution de couple moyen est d'environ 8,7 % à un angle de calage nul et de 1,3 % pour un calage de 60° (voir *Tableau XV*).

Tableau XV : Influence des ponts rotoriques – MSR-AP en charge – Couple moyen

Calage	Couple moyen (N.m)		
	Sans ponts	Ponts tangentiels	Tous les ponts
0°	9,40	9,56	8,58 (-8,7%)
60°	24,64	25,43	24,31 (-1,3%)

Pour le couple, il est clair que les ponts radiaux sont pénalisants, cependant les courbes montrent que les ponts tangentiels ont une influence faible. Nous analysons maintenant l'influence sur le facteur de puissance. Les valeurs sont tracées en fonction de l'angle de calage aux *Figure 82* et *Figure 83*.

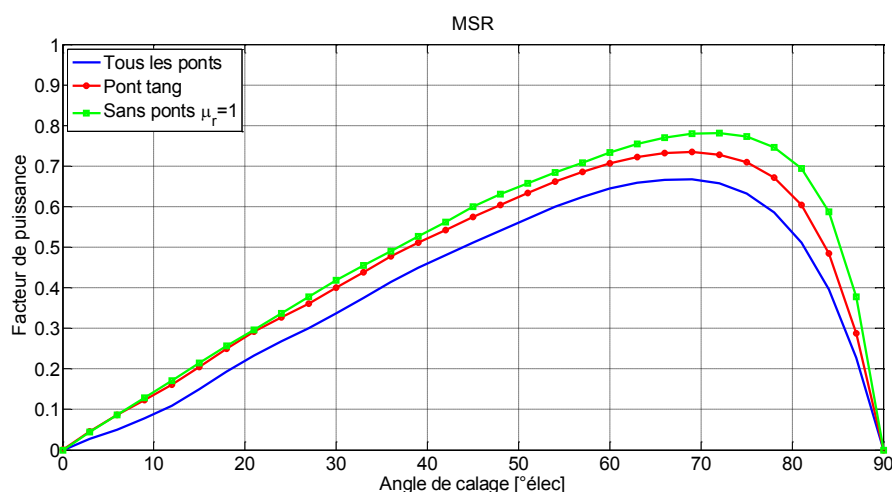


Figure 82 : Influence des ponts rotoriques – MSR en charge – Facteur de puissance

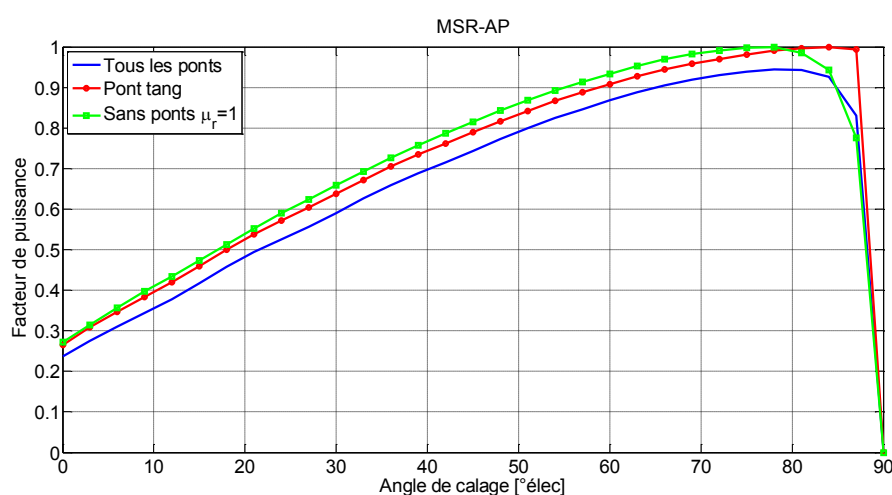


Figure 83 : Influence des ponts rotoriques – MSR-AP en charge – Facteur de puissance

Les courbes mettent en évidence que l'introduction des ponts tangentiels fait diminuer le facteur de puissance. Ensuite avec l'ajout des ponts radiaux (cas avec « tous les ponts »), le facteur de puissance est fortement pénalisé. Les *Tableau XVI* et *Tableau XVII* donnent les valeurs numériques et le pourcentage de diminution pour chaque cas.

Tableau XVI : Influence des ponts rotoriques – MSR en charge – Facteur de puissance

Calage	Facteur de puissance		
	Sans ponts	Ponts tangentiels	Tous les ponts
60°	0,73	0,71 (-2,8%)	0,64 (-12,3%)

Tableau XVII : Influence des ponts rotoriques – MSR-AP en charge – Facteur de puissance

Calage	Facteur de puissance		
	Sans ponts	Ponts tangentiels	Tous les ponts
0°	0,27	0,26 (-3,5%)	0,23 (-11%)
60°	0,93	0,91 (-2,2%)	0,87 (-6,5%)

Pour la MSR, les ponts tangentiels font diminuer de 2,8 % la valeur de référence et avec tous les ponts la réduction est de 12,3 %. Pour la MSR-AP, les ponts tangentiels réduisent de 3,5 % la valeur du facteur de puissance à calage nul et de 2,2 % à 60°. Lorsqu'on utilise tous les ponts, le facteur de puissance diminue de 11 % à calage nul et de 6,5 % à 60°.

Nous pouvons conclure que les ponts rotoriques, radiaux et tangentiels, ont un impact non négligeable sur les performances des machines. Cependant, ils ne peuvent pas être enlevés pour des raisons mécaniques dans une tôle « monobloc ». L'analyse faite lors de cette section met en évidence que les ponts radiaux sont les plus pénalisants. La différence entre un cas « sans ponts » et un cas avec « tous les ponts » fait ressortir l'importance de la prise en compte des ponts rotoriques dans la modélisation analytique.

II.9 Pilotage sans capteur de position

Dans le chapitre I, nous avons introduit la condition pour qu'une machine puisse être pilotée sans un capteur de position. Il s'agit de vérifier que le rapport de saillance différentielle est supérieur à 1, équation (II.11).

$$\tau'_{saill} = \frac{L'_q}{L'_d} > 1 \quad (\text{II.11})$$

Nous allons maintenant présenter la démarche à suivre pour calculer les inductances incrémentales et ensuite le rapport de saillance différentielle. Nous utilisons le modèle par éléments finis pour calculer les performances.

II.9.1 Machine de référence et plan d-q

Nous définissons une nouvelle géométrie de machine sur la *Figure 84*, qui sera prise comme référence pour nos calculs. Elle possède un diamètre extérieur de 165 mm, 4 pôles et 3 barrières de flux par pôle. Le bobinage est à pas diamétral et est constitué de 7 conducteurs par encoche.

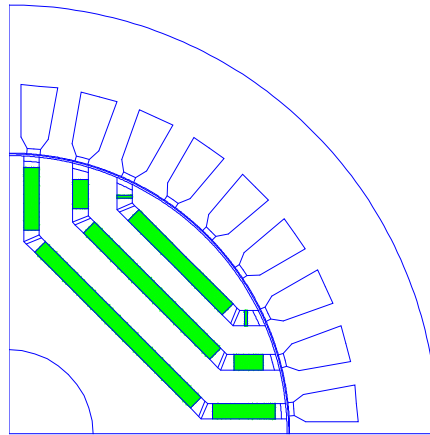


Figure 84 : Machine de référence pour le pilotage sans capteur de position

L'objectif est d'évaluer les inductances incrémentales, les dérivées partielles des flux par rapport aux courants doivent donc être calculées. Cela n'est pas simple car les flux d-q n'ont pas d'expressions faciles à dériver.

Nous proposons d'utiliser la méthode des différences finies [WIK02], une grille de courant i_d et i_q est donc construite sur la *Figure 85*. Celle-ci possède une valeur maximale de 142,85 A, ce qui représente 1000 A dans l'encoche de 7 spires.

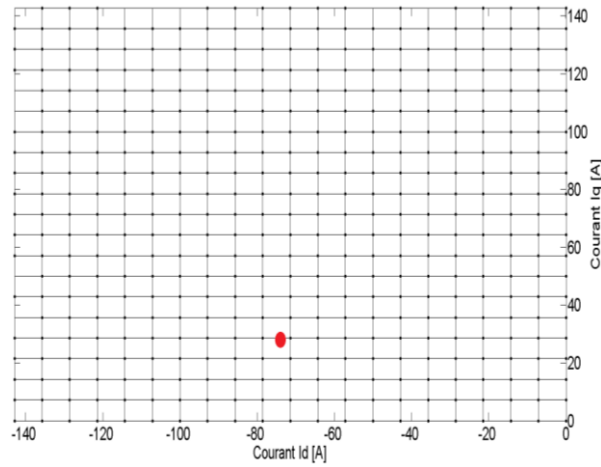
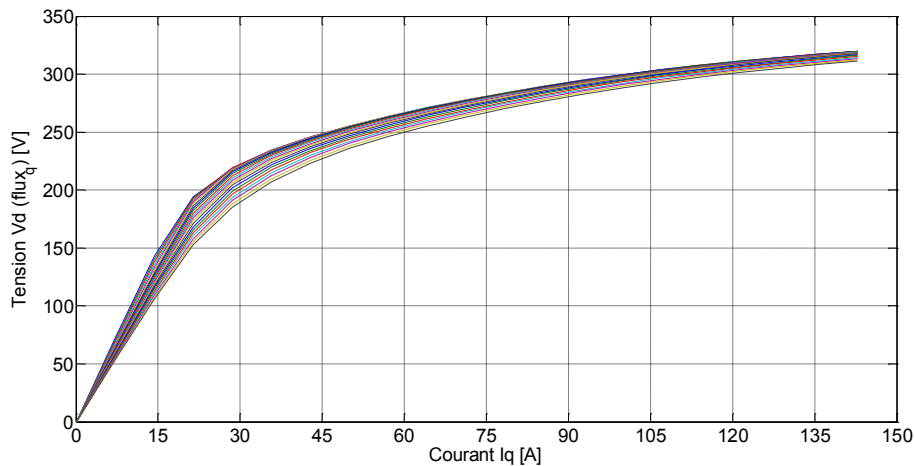


Figure 85 : Grille de points sur le plan id-iq

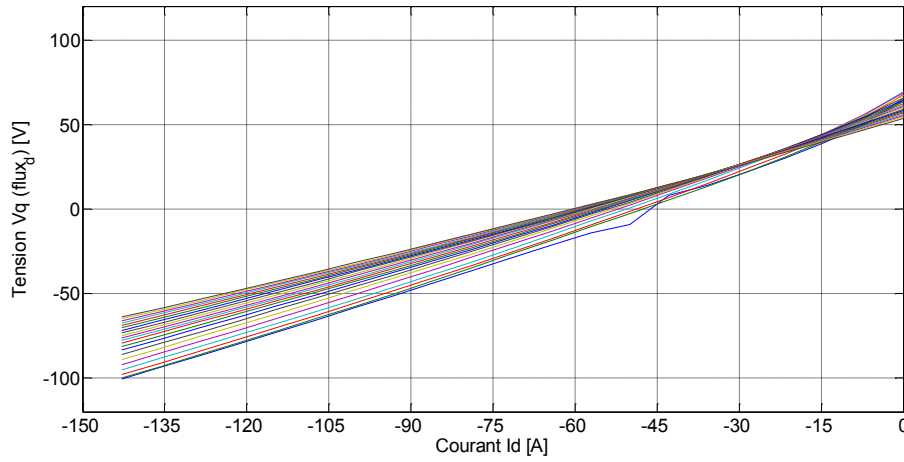
Le point nominal de la MSR-AP est marqué par le point rouge, la machine est alors analysée pour des valeurs élevées de courant. Nous calculons ensuite les performances de tous les points de la grille.

II.9.2 Mesure des tensions V_d et V_q

Le flux-q est représenté en fonction de i_q pour différents niveaux de courant i_d . Nous relevons donc toutes les lignes verticales de la Figure 85. Le flux-q est l'image de la tension directe V_d , nous présentons alors sur la Figure 86 les courbes V_d en fonction de i_q pour chaque niveau de courant i_d .

Figure 86 : Tension V_d en fonction de i_q

De manière similaire, nous relevons la tension en quadrature V_q (image du flux-d) en fonction de i_d pour différents niveaux de courant i_q .

Figure 87 : Tension V_q en fonction de i_d

Nous pouvons remarquer que le flux-q (tension V_d) varie en fonction de la valeur de i_d et que le flux-d (tension V_q) varie en fonction de i_q . Les flux d et q dépendent alors des deux courants, ce qui est l'effet de la saturation croisée. Si ce phénomène n'existait pas les courbes sur chaque figure devraient se superposer.

II.9.3 Calcul des inductances

Nous avons précédemment énoncé que les inductances incrémentales seront calculées par la méthode de différences finies. Pour cela, nous utilisons la dérivée centrée dans le calcul des dérivées partielles. L'équation (II.12) montre les expressions.

$$\begin{cases} L'_d = \left. \frac{\partial \phi_d}{\partial i_d} \right|_{i_q=cst} = \frac{\phi_d(i_d + \Delta i, i_q) - \phi_d(i_d - \Delta i, i_q)}{2\Delta i} \\ L'_q = \left. \frac{\partial \phi_q}{\partial i_q} \right|_{i_d=cst} = \frac{\phi_q(i_d, i_q + \Delta i) - \phi_q(i_d, i_q - \Delta i)}{2\Delta i} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Ainsi, les inductances incrémentales, L'_d et L'_q , sont calculées à partir des deux figures précédentes, elles sont données sur la Figure 88.

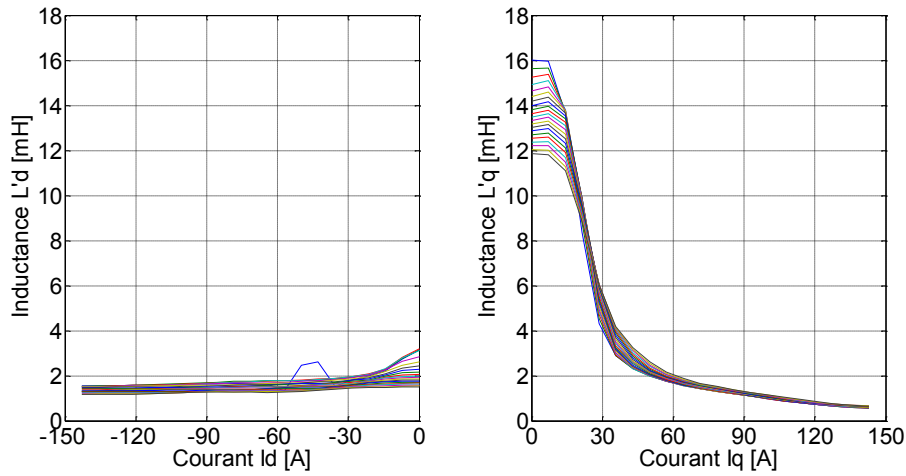


Figure 88 : Inductances incrémentales. À gauche $L'_d = f(i_d)$ et à droite $L'_q = f(i_q)$.

Pour la courbe de L'_d , il y a une bosse dans la courbe bleue ($i_q=0$) à cause de problèmes de mesure, il s'agit du point de court-circuit ($V = 0$). Nous pouvons remarquer un effet de saturation plus marqué sur l'inductance en quadrature. Nous pouvons ensuite calculer l'inductance différentielle L_{dif} . La Figure 89 montre les lignes de niveau de L_{dif} dans le plan i_d et i_q .

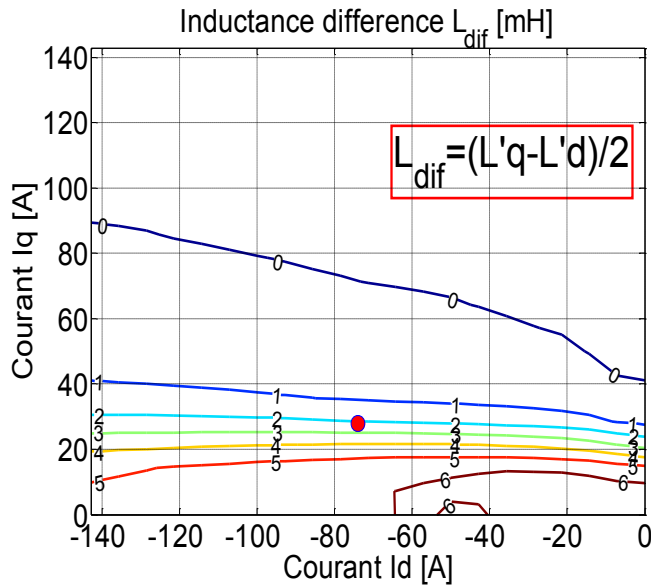


Figure 89 : Inductance différentielle L_{dif} sur le plan i_d - i_q .

La limite du pilotage de la machine sans capteur de position est un rapport de saillance différentielle égal à 1, donc sur la figure elle est représentée par $L_{dif} = 0$ (ligne bleue foncée). Nous remarquons que les valeurs de i_q sont plus limitées que celles de i_d . Par conséquent, c'est le courant i_q qui limite cette technique. En plus,

nous pouvons aussi remarquer que le point nominal (point rouge) respecte bien cette condition ($L_{dif} > 0$).

II.9.4 Restriction des points pour le pilotage sans capteur

Enfin, nous présentons le couple moyen en fonction de l'angle de calage sur la *Figure 90*. Les courbes sont construites en gardant i_q constant et le point nominal est représenté par le point rouge.

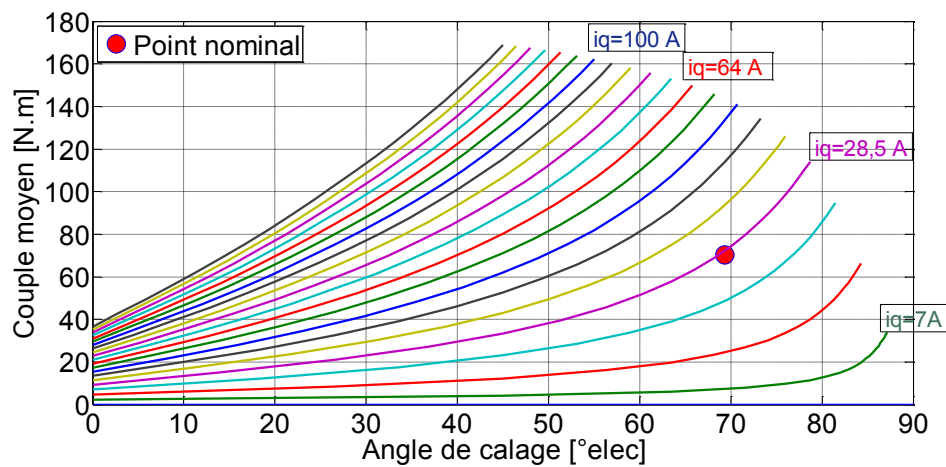


Figure 90 : Couple moyen en fonction de l'angle de calage pour $i_q = \text{cst}$ – MEF

Ce réseau de courbes présente tous les points calculés dans le cas où le capteur de position est utilisé. Cependant, nous ne devons garder que les points satisfaisant les contraintes demandées par la technique de commande sans capteur de position. Tous les points où l'inductance différentielle est inférieure à zéro ($L_{dif} < 0$) sont alors supprimés. Les points restant sont présentés sur la *Figure 91*.

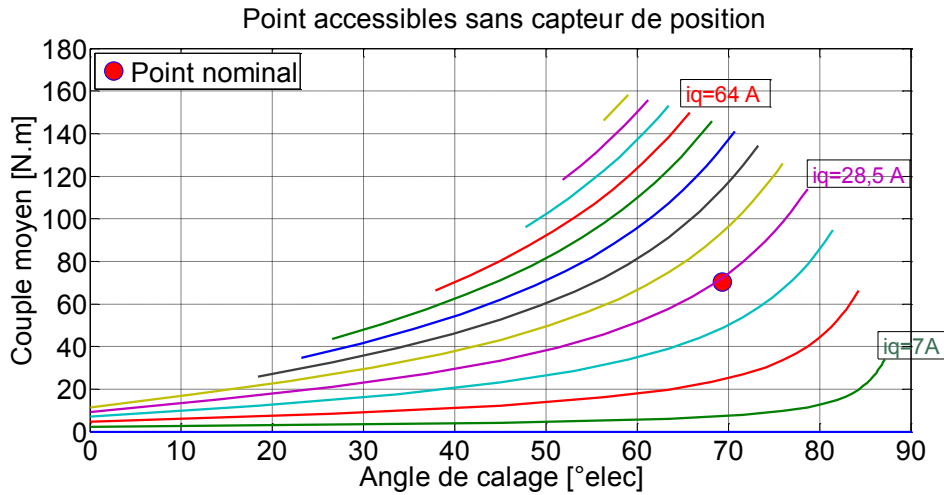


Figure 91 : Points accessibles avec un pilotage sans capteur de position - MEF

Les points à fort courant i_q et faible angle de calage sont interdits. Ceci ne constitue pas une difficulté car l'angle optimal de la MSR-AP est la plupart du temps élevé.

Ce critère de pilotage sans capteur de position sera traité comme une contrainte lors de la phase de conception. Cependant la calculer avec un modèle par éléments finis demande un temps de calcul important, car il s'agit de 2 points supplémentaire à calculer. Nous devons donc réaliser un modèle analytique capable d'obtenir des réponses similaires à celles fournies par un modèle par éléments finis.

II.10 Conclusion

Le chapitre a traité des caractéristiques des machines synchro-réductantes modélisées par un modèle par éléments finis. Les diverses comparaisons entre la MSR et la MSR-AP ont mis en évidence l'importance des aimants permanents sur le couple moyen et le facteur de puissance. Le fait d'insérer les aimants permanents peut augmenter le couple moyen de 45 % et le facteur de puissance de 52 %. Nous allons donc nous intéresser à l'utilisation de la MSR-AP.

Nous avons vérifié pour les deux machines (MSR et MSR-AP) que l'augmentation du nombre de pôles diminue la saturation de la culasse du stator, cependant les barrières de flux seront plus proches et le chemin du fer au rotor sera moins épais, donc la saturation au rotor augmentera. Ce phénomène impose de prendre en compte les ampères-tours consommés par les tôles du stator et du rotor lors de la réalisation du modèle analytique.

La quantité de barrières de flux influence les performances de la MSR-AP. Leur augmentation est un choix judicieux, limitée par des contraintes géométriques au rotor ou la quantité d'aimants à insérer. Ce paramètre doit donc être étudié au moment de dimensionner la machine.

Deux paramètres influant sur les ondulations de couple ont été analysés : l'angle de calage et l'angle d'ouverture de la barrière de flux. Les machines présentent des fortes ondulations de couple pour les forts angles de calage. Les angles d'ouverture des barrières affectent fortement les ondulations de couple, il a donc été donné une formule des angles d'ouverture à éviter. L'analyse de l'angle de calage et des angles d'ouverture des barrières met en évidence l'importance de garder ces paramètres variables pour une future optimisation.

Les ponts rotoriques ont été analysés pour trois cas : sans ponts, avec les ponts tangentiels seuls et avec tous les ponts. Les courbes du couple et du facteur de puissance mettent en évidence que les ponts rotoriques font diminuer les performances des machines, les ponts radiaux étant les plus pénalisants. Les ponts tangentiels consomment du flux magnétique, mais ils aident aussi à mieux canaliser le flux qui traverse l'entrefer, donc moins d'ondulations de couple à vide. On peut conclure que la prise en compte de tous les ponts rotoriques dans la modélisation analytique est nécessaire.

Afin de définir les points accessibles en pilotage sans un capteur de position, nous avons expliqué une méthode pour calculer les inductances incrémentales. Nous pouvons remarquer que les courants i_q élevés et les angles de calage faibles restreignent cette technique. Cependant, les angles de calage faibles ne posent pas de problème en raison que la MSR-AP travaille plutôt pour angles de calage élevés.

Enfin, le modèle analytique qui sera développé dans le chapitre 3 devra prendre en compte dans ses paramètres : le nombre de pôles, le nombre de barrières de flux, l'angle de calage et les angles d'ouverture des barrières de flux. Ce modèle doit être capable de tenir compte de la saturation au stator et au rotor, ainsi que la prise en compte des ponts rotoriques. En plus, pour assurer l'utilisation d'un pilotage sans capteur de position, les résultats obtenus par le modèle analytique doivent être comparés à ceux par le modèle par éléments finis.

Chapitre III : Modélisation analytique multi-physique

Table des matières

Chapitre III : Modélisation analytique multi-physique.....	89
III.1 Introduction	91
III.2 Modélisation analytique multi-physique de l'onduleur.....	92
III.2.1 Modèle de la commande.....	93
III.2.2 Modélisation énergétique	94
III.2.3 Modélisation thermique.....	97
III.2.4 Modélisation technico-économique.....	98
III.2.5 Couplage des modèles	99
III.2.6 Critère de choix d'un composant.....	99
III.3 Modélisation analytique multi-physique du moteur.....	100
III.3.1 Modélisation électromagnétique	100
III.3.2 Modélisation électrique	110
III.3.3 Modélisation énergétique	112
III.3.4 Modélisation thermique.....	124
III.3.5 Modélisation mécanique.....	137
III.3.6 Modélisation technico-économique.....	143
III.3.7 Couplage des modèles	145
III.3.8 Conclusion sur la modélisation analytique du moteur	146
III.4 Comparaison avec le modèle par éléments finis	147
III.4.1 Machine de référence	147
III.4.2 Induction d'entrefer	148
III.4.3 Induction des ponts tangentiels	149
III.4.4 Inductions dans le rotor	151
III.4.5 Couple électromagnétique moyen	152
III.4.6 Facteur de puissance interne.....	153
III.4.7 Tension entre phases.....	154
III.4.8 Pertes fer.....	155

III.4.9 Conclusion de la validation par éléments finis	157
III.5 Validation par maquettage – Résultats d’essais.....	157
III.5.1 Résistance électrique.....	157
III.5.2 Couple moyen	158
III.5.3 Facteur de puissance	159
III.5.4 Tension entre phases	160
III.5.5 Rendement	161
III.5.6 Température du bobinage	161
III.5.7 Conclusion de la validation par maquettage	162
III.6 Étude du pilotage sans capteur de position	163
III.6.1 Machine de référence	163
III.6.2 Validation du modèle analytique	163
III.6.3 Conclusion du pilotage sans capteur.....	166
III.7 Conclusion	166

III.1 Introduction

Les machines synchro-réductantes assistées d'aimants permanents sont pilotées par un convertisseur électronique pour la plupart des applications industrielles. La *Figure 92* montre un modèle de base de cet ensemble « convertisseur + moteur ». Pour nos études, la batterie alimente le convertisseur à une tension parfaitement continue et le moteur entraîne une charge mécanique à une vitesse constante. Ainsi, la machine électrique est alimentée en tension par un onduleur piloté en modulation de largeur d'impulsions (MLI).

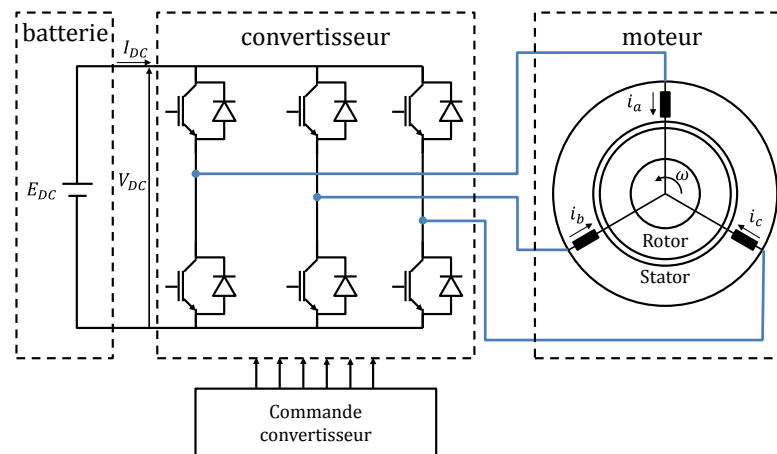


Figure 92 : Modèle simplifié du système

Il est alors nécessaire de réaliser une étude de ce système afin d'analyser ses caractéristiques, qui sont entre autres le coût global, le rendement global et les pertes totales. Pour cela, nous modélisons les deux composants du système de manière séparée, en identifiant les paramètres influents sur l'interaction entre l'onduleur et la machine électrique.

Par ailleurs, le besoin de réaliser une conception par optimisation demande un modèle relativement rapide en temps de résolution, d'où l'intérêt de développer un modèle analytique pour ce type de problématique [BRI07].

Ainsi, le chapitre est décomposé en deux sections, la première concerne la modélisation analytique de l'onduleur et la seconde celle de la machine. Pour la première section nous nous sommes attelés à concevoir un modèle énergétique pour connaître le rendement de l'onduleur, un modèle thermique pour déterminer les températures des composants électroniques et un modèle technico-économique pour évaluer son coût. La modélisation de la machine électrique se divise quant à elle en plusieurs modèles : électromagnétique, électrique, énergétique, thermique, mécanique et technico-économique. Les résultats des modèles analytiques magnétique et pertes fer sont d'abord comparés à ceux des éléments finis (MEF).

Pour confirmer sa précision, le modèle analytique complet du moteur est ensuite validé par des essais sur un prototype.

En fin du chapitre, une étude du pilotage sans capteur de position est réalisée. Ce type de pilotage peut être pris en compte lors du design de la machine. La condition à vérifier a été détaillée au chapitre I, elle se base sur le calcul des inductances incrémentales au sein du moteur. Ces dernières calculées analytiquement doivent être en corrélation avec les résultats du modèle par éléments finis pris comme référence.

III.2 Modélisation analytique multi-physique de l'onduleur

Le convertisseur électronique est un onduleur à 3 bras piloté par une MLI sinus-triangle (*Figure 93*). Chaque bras est formé par deux interrupteurs constitués d'un IGBT et d'une diode antiparallèle. La tension du bus V_{DC} est considérée constante.

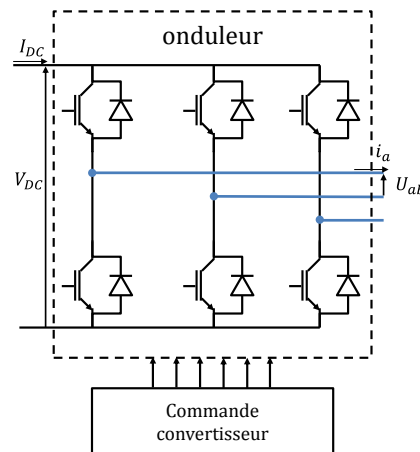


Figure 93 : Structure de l'onduleur triphasé

Nous introduisons au début la commande par MLI et ensuite la modélisation analytique multi-physique de l'onduleur. Cette modélisation prend en compte le modèle énergétique et le modèle thermique. Le modèle énergétique calcule les pertes dans l'onduleur (pertes dans les connexions, pertes par conduction et pertes par commutation). Le modèle thermique utilise le modèle énergétique pour calculer les températures de jonction de l'IGBT et de la diode. Ces températures ne doivent pas dépasser la température maximale du composant issue de la base de données du constructeur. Les expressions des pertes et des températures sont issues d'une note technique d'Infineon [INF06].

III.2.1 Modèle de la commande

La commande de l'onduleur est réalisée par une MLI intersective sinus-triangle. Elle est constituée de la modulante et de la porteuse, la première est un signal sinusoïdal à fréquence fondamentale et la seconde est un signal triangulaire centré d'amplitude unitaire et à haute fréquence connue comme fréquence de découpage f_{dec} . La Figure 94(a) montre les deux signaux, où la fréquence de découpage est 30 fois la fréquence fondamentale.

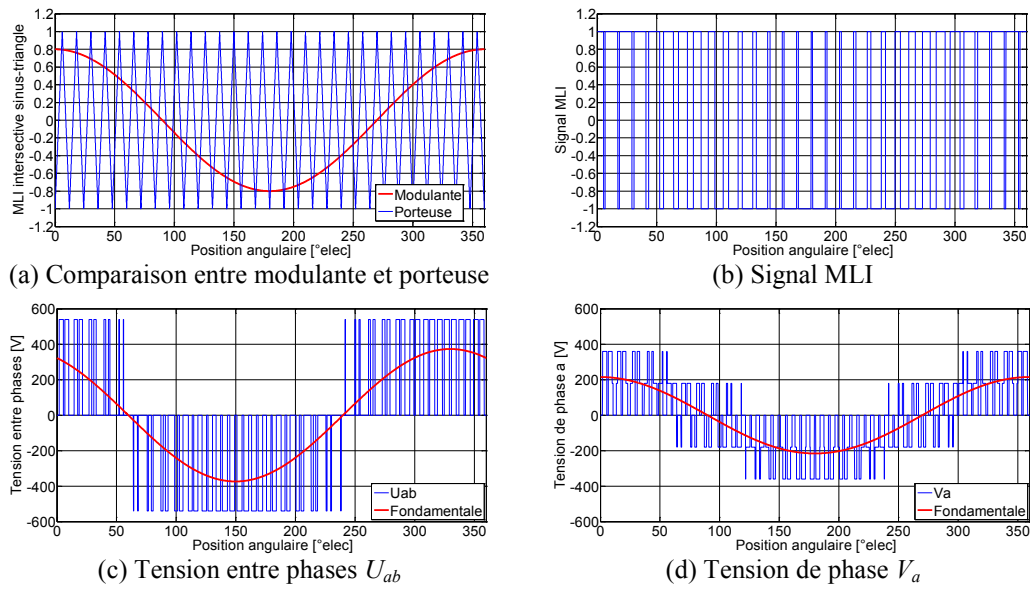


Figure 94 : Alimentation MLI

Les deux signaux sont comparés et produisent le signal MLI en Figure 94(b). Ainsi, la valeur est 1 si la modulante est supérieure à la porteuse et 0 dans le cas contraire. Les Figure 94 (c) et (d) représentent respectivement les formes de la tension entre phases U_{ab} et de la tension d'une phase V_a pour la sortie de l'onduleur en alimentation MLI. Nous pouvons définir l'indice de modulation m comme le rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence fondamentale et la profondeur de modulation r comme le rapport entre l'amplitude de la modulante et de la porteuse. Ainsi, r peut être exprimé de la manière suivante :

$$r = \frac{U}{U_{max}} = \frac{V_{crête}}{(V_{crête})_{max}} \text{ pour } m > 6 \quad (\text{III.1})$$

III.2.2 Modélisation énergétique

Le modèle énergétique traite séparément les pertes dans les composants de l'onduleur : les connexions, les IGBT et les diodes. Les pertes sont calculées pour un interrupteur sur une période électrique, puis les pertes totales sont calculées selon le nombre d'interrupteurs utilisés.

Nous prenons comme hypothèses que :

- la tension du bus V_{DC} est constante,
- la référence de tension est sinusoïdale : $ref(t) = r \cdot \sin(\omega_e t)$
- le courant de sortie est sinusoïdal et a un déphasage de φ par rapport à la référence : $i(t) = \hat{I} \cdot \sin(\omega_e t - \varphi)$,
- la référence de tension est constante sur une période de découpage T_{dec} .

III.2.2.1 Pertes dans les connexions

Les connexions des interrupteurs du composant électronique présentent une résistance électrique d'où la présence de pertes par effet Joule. Ces pertes peuvent être calculées de la manière suivante :

$$P_{cx} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} R_{cx} \cdot i^2(t) dt = R_{cx} \frac{\hat{I}^2}{4} \quad (III.2)$$

D'où R_{cx} est la résistance des connexions internes. Elle est donnée par la *datasheet* du composant à une température de 25°C. La valeur à chaud est calculée par (III.3).

$$R_{cx(T_{cx})} = R_{cx(25^\circ C)} \cdot (1 + \alpha_{Cu}(T_{cx} - 25)) \quad (III.3)$$

Nous prenons l'hypothèse que la température de connexion est égale à la température du boîtier.

III.2.2.1 Pertes dans l'IGBT

Les pertes dans l'IGBT se divisent en pertes par conduction et par commutation.

➤ Pertes par conduction

Les pertes par conduction sont dues à l'énergie consommée par conduction sur une période de découpage. Elles sont calculées par l'expression (III.4).

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} v_{CE}(t) \cdot i(t) \cdot \tau_{IGBT}(t) dt \quad (III.4)$$

Où :

- $v_{CE}(t) = V_{CE0} + R_{CE} \cdot i(t)$ est la chute de tension aux bornes de l'IGBT.
- $\tau_{IGBT}(t)$ est la fonction de conduction de l'IGBT, elle peut être exprimée par l'équation (III.5) sous hypothèse que la tension de référence soit constante sur une période de découpage [INF06]

$$\tau_{IGBT}(t) = \frac{1}{2} (1 + r \cdot \sin t) \quad (III.5)$$

Ainsi, l'expression (III.4) peut être développée et réécrite de la manière suivante :

$$P_{cond,IGBT} = \frac{\hat{I}^2}{2} \left(\frac{V_{CE0}}{\pi} + \frac{\hat{I} \cdot R_{CE}}{4} \right) + r \hat{I} \cos \varphi \left(\frac{V_{CE0}}{8} + \frac{\hat{I} \cdot R_{CE}}{3\pi} \right) \quad (III.6)$$

Les valeurs de V_{CE0} et R_{CE} sont calculées à partir de la courbe $I_C=f(V_{CE})$.

➤ Pertes par commutation

Les IGBT dissipent de l'énergie pour tout changement d'état, donc il existe des pertes à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture du composant. Les pertes par commutation peuvent être calculées par intégration des deux énergies consommées.

$$P_{comm,IGBT} = f_{déc} \left(\frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} (E_{on} + E_{off})_{(t,\hat{I})} dt \right) \quad (III.7)$$

L'énergie perdue à la fermeture et à l'ouverture peut être considérée proportionnelle au courant et à la tension à commuter.

$$(E_{on} + E_{off})_{(\hat{I})} = (E_{on} + E_{off})_{(I_{nom}, V_{nom})} \cdot \frac{i(t)}{I_{nom}} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (III.8)$$

Ainsi, les pertes par commutation pour l'IGBT peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$P_{comm,IGBT} = \frac{m \cdot f}{\pi} \cdot \frac{\hat{I} \cdot V_{DC}}{I_{nom} \cdot V_{nom}} (E_{on} + E_{off})_{(I_{nom}, V_{nom})} \quad (III.9)$$

Les valeurs de E_{on} et E_{off} aux conditions nominales sont obtenues de la *datasheet* du constructeur.

Les pertes totales dans l'IGBT sont la somme des pertes par conduction et par commutation.

$$P_{IGBT} = P_{cond,IGBT} + P_{comm,IGBT} \quad (III.10)$$

III.2.2.2 Pertes dans la diode

Les pertes dans la diode sont calculées de manière similaire à celles de l'IGBT.

➤ Pertes par conduction

La chute de tension aux bornes de la diode et sa fonction de conduction sont exprimées de la manière suivante :

$$v_D(t) = V_{D0} + R_D \cdot i(t) \quad (III.11)$$

$$\tau_D(t) = \frac{1}{2} (1 - r \cdot \sin t) \quad (III.12)$$

Ainsi, les pertes par conduction sont calculées par (III.13).

$$P_{cond,D} = \frac{\hat{I}^2}{2} \left(\frac{V_{D0}}{\pi} + \frac{\hat{I} \cdot R_D}{4} \right) - r \hat{I} \cos \varphi \left(\frac{V_{D0}}{8} + \frac{\hat{I} \cdot R_D}{3\pi} \right) \quad (III.13)$$

Les valeurs de V_{D0} et R_D sont calculées à partir de la courbe $I_D=f(V_D)$ fournie par la *datasheet*.

➤ Pertes par commutation

Les pertes à la fermeture de la diode sont négligeables, par conséquent seules les pertes à l'ouverture sont prises en compte dues au phénomène de recouvrement des charges. Les pertes par commutation sont alors calculées de la manière suivante :

$$P_{comm,D} = \frac{m \cdot f}{\pi} \cdot E_{rec(I)} \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (III.14)$$

L'énergie perdue par recouvrement E_{rec} n'est pas proportionnelle au courant. [INF06] propose une expression pour certains types de composants.

$$E_{rec}(\hat{I}) = E_{rec(I_{nom})} \left(0,45 \frac{I}{I_{nom}} + 0,55 \right) \quad (III.15)$$

Les coefficients du courant peuvent changer selon la courbe $E_{rec}=f(I_D)$.

Ainsi, les pertes par commutation sont calculées par :

$$P_{comm,D} = \frac{m \cdot f}{\pi} \cdot E_{rec(I_{nom})} \left(0,45 \frac{I}{I_{nom}} + 0,55 \right) \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (III.16)$$

Les pertes totales dans la diode correspondent à la somme des pertes par conduction et par commutation.

$$P_D = P_{cond,D} + P_{comm,D} \quad (III.17)$$

III.2.2.3 Pertes totales

Les pertes totales de l'onduleur sont calculées à partir du nombre d'interrupteurs.

$$P_{ond} = Nb_{int}(P_{cx} + P_{IGBT} + P_D) \quad (III.18)$$

III.2.3 Modélisation thermique

Les pertes dans les composants électroniques produisent des élévations de température dans l'IGBT et la diode. L'intérêt de réaliser un modèle thermique pour l'onduleur est de connaître la température à la jonction de ces éléments, lesquelles ne doivent pas dépasser une valeur limite afin d'assurer le bon fonctionnement du composant.

Afin de ne pas complexifier le modèle analytique, l'onduleur en régime permanent est modélisé par un circuit thermique équivalent où chaque niveau du composant est représenté par une résistance thermique. La *Figure 95* montre le circuit pour un interrupteur (IGBT et diode).

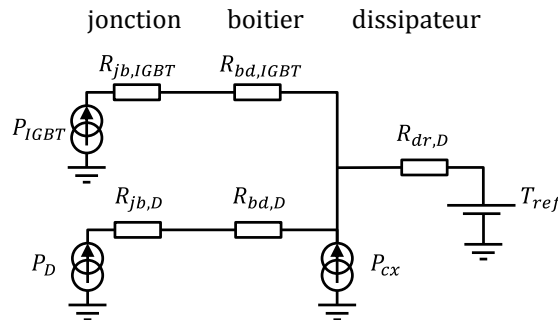


Figure 95 : Circuit thermique de l'onduleur

La température de référence T_{ref} et la résistance thermique dissipateur-référence R_{dr} dépendent du type de refroidissement utilisé, soit de l'eau soit de l'air. [INF06] donne quelques valeurs à utiliser pour divers modules pour les deux types de refroidissement, lesquelles seront utilisées pour les optimisations futures.

Ainsi, les températures à la jonction des composants, IGBT et diode, sont données par les expressions suivantes :

$$T_{j,D} = (P_{cx} + P_{IGBT} + P_D)R_{dr} + P_D(R_{jb,D} + R_{bd,D}) + T_{ref} \quad (III.19)$$

$$T_{j,IGBT} = (P_{cx} + P_{IGBT} + P_D)R_{dr} + P_{IGBT}(R_{jb,IGBT} + R_{bd,IGBT}) + T_{ref} \quad (III.20)$$

Où :

- R_{jb} : Résistance thermique jonction – boîtier.
- R_{bd} : Résistance thermique boîtier – dissipateur.

III.2.4 Modélisation technico-économique

La connaissance du coût de l'onduleur est importante car il peut être un objectif à minimiser pour les futures optimisations. Le coût de l'onduleur étant assez complexe à estimer, nous ne prenons en compte que le prix du module, où les trois bras de l'onduleur sont inclus. Ainsi, le coût de l'onduleur peut être exprimé en fonction de son calibre sur la *Figure 96*.

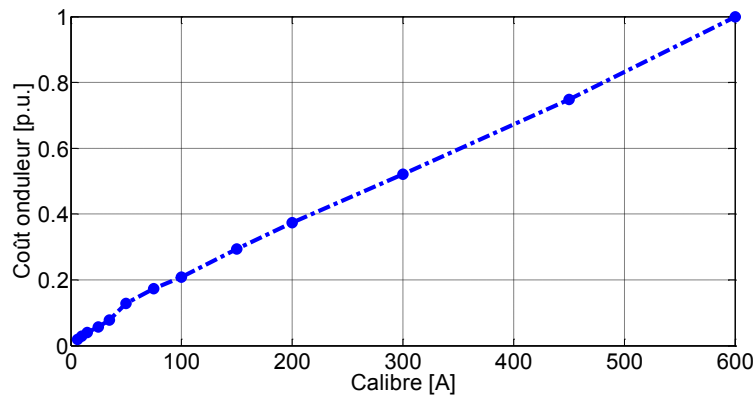


Figure 96 : Évolution du coût de l'onduleur en fonction de son calibre

Les points sur la figure correspondent aux calibres fabriqués par le fournisseur. Le calibre de l'onduleur sera donc traité comme une variable discrète lors des optimisations.

III.2.5 Couplage des modèles

Les trois modèles sont regroupés pour obtenir les performances de l'onduleur (rendement et coût). Les pertes calculées par le modèle énergétique sont les entrées du modèle thermique. Ce dernier calcule la température du boîtier, celle-ci est nécessaire pour calculer la résistance des connexions. Par conséquent, les modèles énergétique et thermique sont couplés via la température des composants. La *Figure 97* présente le synoptique du modèle multi-physique de l'onduleur. Le modèle thermique se reboucle avec les pertes dans les connexions.

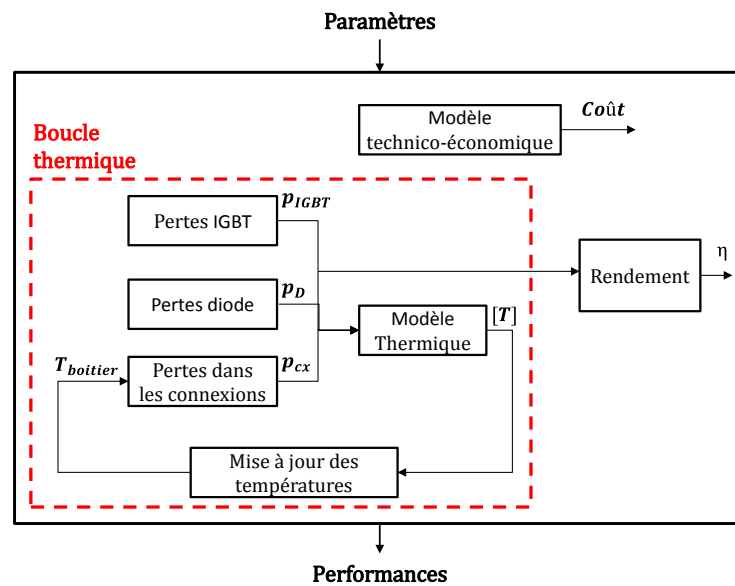


Figure 97 : Synoptique des modèles multi-physiques et de leurs couplages

Cette boucle thermique est résolue par une mise à jour des températures. Les modèles étant analytiques, la convergence est assurée très rapidement.

III.2.6 Critère de choix d'un composant

Pour une application donnée, nous devons choisir le composant électronique à utiliser. Ce choix doit s'appuyer sur deux critères : réduire le coût (équivalent à réduire le calibre) et respecter la limite de température. Ainsi, nous proposons de suivre cette règle :

- Le premier calibre du composant à tester est celui immédiatement supérieur à la valeur crête du courant circulant dans l'onduleur.
- si les températures de jonction sont inférieures à la température limite (T_{lim}), le calibre est réduit tant qu'il respecte cette température limite,
- par contre, si les températures de jonction sont supérieures à la température limite, le calibre est augmenté jusqu'à ce qu'il respecte la température limite.

III.3 Modélisation analytique multi-physique du moteur

La modélisation multi-physique du moteur se divise en plusieurs parties :

- modélisation électromagnétique : calcul du couple électromagnétique, du facteur de puissance interne et de la tension interne,
- modélisation énergétique : calcul des pertes par effet Joule, pertes fer et pertes mécaniques,
- modélisation thermique : calcul des températures du bobinage et des aimants permanents,
- modélisation électrique : calcul de la tension aux bornes du moteur et du facteur de puissance,
- modélisation mécanique : calcul des contraintes dans les pièces polaires,
- modélisation technico-économique : calcul du coût de matières premières.

Tous les modèles interagissent entre eux et caractérisent la MSR-AP en régime permanent. Le couplage de ces modèles est expliqué à la fin de la section.

III.3.1 Modélisation électromagnétique

Dans la littérature, les auteurs de [BIA06] [BIA08] [BAR10] [TAL07] se sont intéressés par la modélisation de la MSR-AP. Les trois premières références présentent des modèles différents pour chaque nombre de barrières de flux de la MSR-AP et la saturation des ponts magnétiques est prise en compte par un pourcentage de réduction du flux produit par les aimants permanents, lequel n'est ni facile à prédire ni constant, sans compter le cas où il n'y pas d'aimants. Les auteurs de [TAL07] présentent un modèle linéaire utilisé dans une optimisation pour obtenir un point initial pour une deuxième optimisation basée sur un modèle éléments finis.

Le modèle proposé dans cette thèse se base sur les équations de Maxwell : le théorème d'Ampère et la loi de conservation de flux. L'objectif est d'obtenir l'allure de l'induction d'entrefer afin de calculer les performances du moteur, à savoir, le couple électromagnétique, le facteur de puissance interne et la tension interne du moteur. Le modèle consiste en une évolution des recherches initialement faites par [JAN09] et reprises ensuite par [DAG13]. Tous les deux proposent une méthode de calcul de l'induction d'entrefer. Le premier a développé un modèle analytique pour une machine synchrone possédant un rotor avec des aimants intérieurs à aimantation ortho-radiale, sous hypothèse de linéarité des matériaux magnétiques. Le second auteur a traité une machine synchrone à « double aimant » appliqué à un profil de voiture électrique. Il a ajouté la saturation magnétique de la tôle stator (prise en compte des Ampères-

tours consommés dans les dents et la culasse du stator) et le flux de fuites d'encoches. Dans notre cas, la MSR-AP, le rotor possède des barrières de flux qui réduisent la section de fer pour le passage de flux, donc il y aura une augmentation de l'induction de la tôle et une réduction des performances (vérifié au chapitre précédent). Les Ampères-tours consommés au rotor sont dans ce cas non négligeables, donc la saturation au rotor doit être prise en compte dans la modélisation analytique.

Le modèle magnétique doit accepter le changement de divers paramètres géométriques, par exemple le nombre d'encoches au stator, le nombre de pôles, le nombre de barrières de flux, etc. Cela afin de permettre l'application du modèle à plusieurs configurations de la MSR-AP.

Comme nous l'avons vu lors du chapitre précédent, les ponts rotoriques, principalement les ponts tangentiels, ont un effet direct sur l'induction de l'entrefer et donc sur les performances. Une expression des inductions dans le pont est proposée et valable avec ou sans aimants permanents dans les barrières de flux.

III.3.1.1 Force magnétomotrice

Nous considérons que la machine est alimentée par un courant triphasé sinusoïdal équilibré. L'amplitude d'un harmonique de rang $h=6k\pm1$ de la force magnétomotrice produite par ce courant et un bobinage réparti est développé par [SAI01] et peut être exprimée par l'équation (I.4).

$$Fmm_h = \frac{3\sqrt{2}}{\pi p} I \cdot k_{bdh} \cdot k_{brh} \cdot N_s \quad (\text{III.21})$$

Où I est le courant efficace par phase, k_{bd} est le coefficient de bobinage de distribution, k_{br} est le coefficient de bobinage de raccourcissement et N_s est le nombre de spires en série par phase.

Pour mettre en place les équations à développer, la force électromotrice doit être exprimée en fonction de la position angulaire θ et de l'angle de calage α . Seul le fondamental est pris en compte car le flux principal d'entrefer est dû à celui-ci. Cela offre l'avantage de réduire la complexité des équations à traiter.

$$Fmm(\theta) = Fmm_1 \cos(p\theta - \alpha) \quad (\text{III.22})$$

III.3.1.2 Système d'équations de la MSR-AP

La Figure 98 représente le schéma de la MSR-AP avec trois barrières de flux par pôle. Dans ce cas, seule l'allure du fondamental de la force magnétomotrice

est présentée en fonction de la position angulaire θ . Les aimants permanents sont centrés dans les barrières de flux et leurs largeurs correspondent à un pourcentage de la largeur de la barrière de flux ; par conséquent, le reste de la barrière est vide (air). Les ponts tangentiels entre l'entrefer et la barrière de flux et les ponts radiaux entre chaque aimant de la même barrière sont aussi considérés. Nous appelons « dent rotorique » la partie du rotor entre deux barrières de flux.

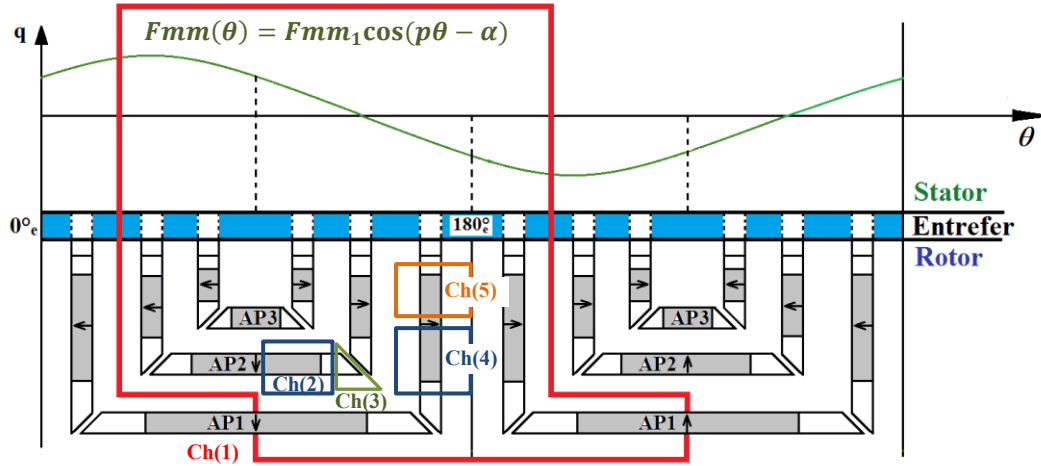


Figure 98 : Schéma du MSR-AP pour un pôle – Schéma des lignes de flux

➤ Théorème d'Ampère

Le théorème d'Ampère est appliqué pour 5 chemins (Ch1 à Ch5), lesquels sont exprimés respectivement par (III.23) à (III.27). L'étude tient compte de la saturation de la tôle magnétique, donc les ampères-tours (At) consommés apparaissent dans les équations.

$$\text{Ch1 : } H_e(\theta) \cdot e + At_s(\theta) + At_{R(1)}(\theta) - \sum_{j=1}^k H_{ap_j} \cdot e_{ap_j} = Fmm(\theta) \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Ch2 : } H_{ap_c(k)} \cdot e_{ap(k)} - H_{air_1(k)} \cdot e_{bf(k)} + At_{R(2)(k)} = 0 \quad (\text{III.24})$$

$$\text{Ch3 : } H_{air_1(k)} \cdot e_{bf(k)} - H_{pr(k)} \cdot e_{pr(k)} + At_{R(3)(k)} = 0 \quad (\text{III.25})$$

$$\text{Ch4 : } H_{air_1(k)} \cdot e_{bf(k)} - H_{ap_r(k)} \cdot e_{ap(k)} + At_{R(4)(k)} = 0 \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Ch5 : } H_{ap_r(k)} \cdot e_{ap(k)} - H_{air_2(k)} \cdot e_{bf(k)} + At_{R(5)(k)} = 0 \quad (\text{III.27})$$

Nous définissons k le numéro de chaque barrière, il varie de 1 à N_{bf} . Ce dernier est le nombre total de barrières.

Les indices « e », « ap », « air », « bf », « S » et « R » correspondent respectivement à l'entrefer, l'aimant, l'air, la barrière de flux, le stator et le rotor. Les sous-indices « c » et « r » des aimants représentent les aimants centraux et radiaux. Les deux aimants doivent être définis différemment à cause de la saturation du rotor.

L'entrefer e sera affecté par le coefficient de carter k_c (III.28), lequel est calculé par la formule (III.29).

$$e = k_c \cdot e_{geom} \quad (III.28)$$

$$k_c = \frac{\tau_d}{\tau_d - \frac{l_{ouv}^2}{l_{ouv} + 5e}} \quad (III.29)$$

Avec τ_d le pas dentaire statorique, l_{ouv} l'ouverture d'encoche statorique.

ChI est le **chemin principal**, parce qu'il traverse l'entrefer. H_e , At_S et At_R s'expriment en fonction de la position angulaire θ . Ils dépendent de l'induction d'entrefer B_e [DAG13]. La position angulaire θ est discrétisée de 0° à 180° le long de l'entrefer. ChI n'est appliqué qu'à la portion d'entrefer au-dessus des dents rotoriques (couleur bleue sur la Figure 98). Les positions angulaires associées à la portion d'entrefer au-dessus des ponts tangentiels sont calculées dans « le modèle du pont tangentiel ».

➤ Loi de conservation du flux

La Figure 99 représente le rotor de la MSR-AP et les surfaces où la loi de conservation du flux est appliquée. Les équations sont détaillées dans (III.30) et (III.31).

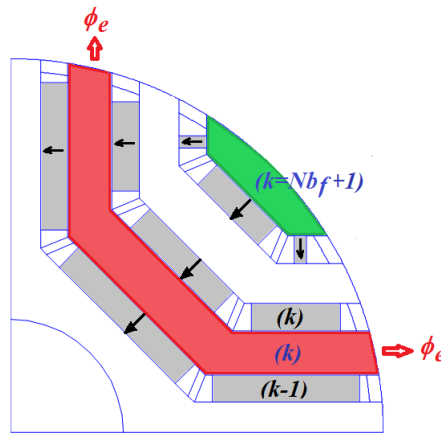


Figure 99 : Application de la loi de conservation du flux

Pôle central (surface verte) : $k=Nbf+1$

$$\phi_{e(k)} + [\phi_{ap} + \phi_{air} + \phi_{pr} + \phi_{pt}]_{(k-1)} = 0 \quad (\text{III.30})$$

« Dents rotoriques » (surface rouge) : $2 \leq k \leq Nbf$

$$\phi_{e(k)} - [\phi_{ap} + \phi_{air} + \phi_{pr} + \phi_{pt}]_{(k)} + [\phi_{ap} + \phi_{air} + \phi_{pr} + \phi_{pt}]_{(k-1)} = 0 \quad (\text{III.31})$$

Les indices « *ap* », « *air* », « *pr* » et « *pt* » représentent respectivement les aimants, l'air à côté de chaque aimant, le pont radial et le pont tangentiel.

➤ Relations constitutives des matériaux

Les matériaux utilisés sont représentés par les relations constitutives.

$$\begin{aligned} B_e(\theta) &= \mu_0 \cdot H_e(\theta) \\ B_{air} &= \mu_0 \cdot H_{air} \\ B_{ap} &= B_r + \mu_0 \cdot \mu_{ap} \cdot H_{ap} \\ B_{fer} &= \mu_0 \cdot \mu_{r(B_{fer})} H_{fer} \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

La tôle magnétique sera modélisée par une courbe B-H discrétisée, donnée par le fabricant. Toutes les valeurs intermédiaires seront donc obtenues par interpolation linéaire.

Il reste à calculer l'induction d'entrefer au-dessus des ponts tangentiels, cela sera abordé dans le paragraphe suivant. Les Ampères-tours consommés par le stator et le rotor seront aussi traités ultérieurement.

III.3.1.3 Modélisation du pont tangentiel

L'objectif est d'obtenir une relation entre les inductions dans le pont tangentiel B_{pt} et les inductions d'entrefer b au-dessus de lui-même. Les ponts tangentiels sont modélisés séparément. La Figure 100 montre un zoom sur un pont suivant le repère (x,y).

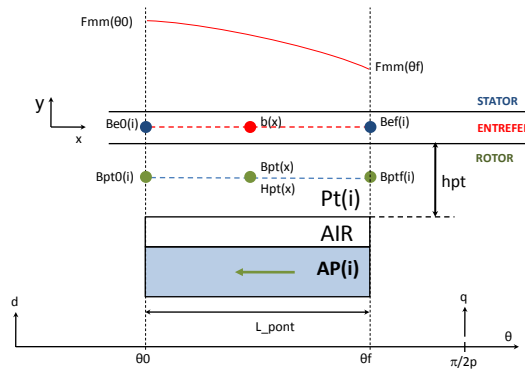


Figure 100 : Représentation d'un pont tangentiel

Où :

- « θ_0 » et « θ_f » sont les angles initiaux et finaux du pont tangentiel
- « L_{pont} » est la longueur du pont
- « h_{pt} » est la hauteur du pont
- « Be_0 » et « Be_f » sont les inductions d'entrefer initiale et finale
- « B_{pt_0} » et « B_{pt_f} » sont les inductions initiale et finale dans le pont tangentiel
- « $B_{pt}(x)$ » est l'induction dans le pont suivant l'axe \vec{x}
- « $b(x)$ » est l'induction d'entrefer au-dessus du pont suivant l'axe \vec{y}

Nous commencerons par écrire la loi de conservation du flux et le théorème d'Ampère dans un pont tangentiel.

➤ *Théorème d'Ampère*

Nous appliquons le théorème d'Ampère pour le chemin tracé sur la *Figure 101*. Cela conduit à écrire l'équation (III.33).

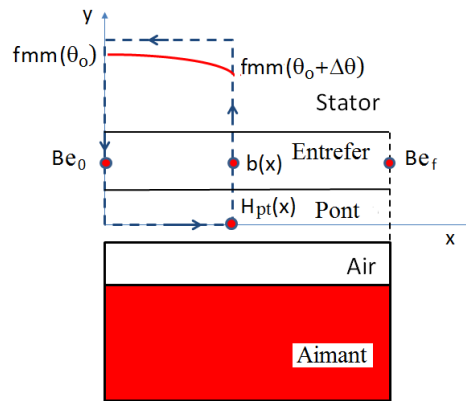


Figure 101 : Pont tangentiel – théorème d'Ampère

$$\int_0^x H_{pt}(x) dx + \frac{b(x)}{\mu_0} \cdot e - \frac{Be_0}{\mu_0} \cdot e = \Delta Fmm(\theta) \quad (III.33)$$

➤ *Loi de conservation du flux*

Nous appliquons la loi de conservation du flux pour un élément du pont tangentiel (*Figure 101*). Cela permet d'écrire l'équation (III.34).

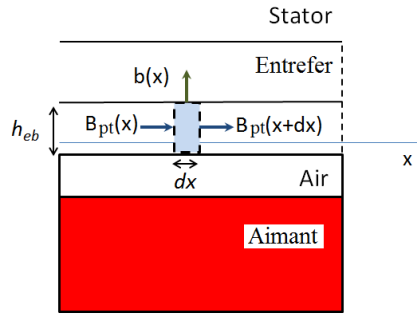


Figure 102 : Pont tangentiel – Loi de conservation du flux

$$b(x) = -h_{pt} \cdot \frac{dB_{pt}(x)}{dx} \quad (III.34)$$

Les équations (III.33) et (III.34) génèrent une équation différentielle du second ordre. Elle est résolue par la méthode des différences finies, l'équation (III.35) est alors obtenue.

$$B_{pt_{k-1}} - \sigma_k \cdot B_{pt_k} + B_{pt_{k+1}} + A \cdot \sin\left(p\theta_0 + p \frac{(k-1)\Delta x}{R_{rot}} - \alpha\right) = 0 \quad (III.35)$$

pour $2 \leq k \leq n+1$

$$\text{Avec } \sigma_k = 2 + \frac{(\Delta x)^2}{e \cdot h_{pt} \cdot \mu_r(B_{pt_k})} \text{ et } A = -Fmm_1 \cdot \frac{p \cdot \mu_0 \cdot (\Delta x)^2}{R_{rot} \cdot e \cdot h_{pt}}$$

Les conditions aux limites sont définies par (III.36) en supposant que les inductions d'entrefer initiale et finale sont connues.

$$\begin{aligned} Be_0 + h_{pt} \cdot \left(\frac{B_{pt_2} - B_{pt_1}}{\Delta x} \right) &= 0 \\ Be_f + h_{pt} \cdot \left(\frac{B_{pt_{n+2}} - B_{pt_{n+1}}}{\Delta x} \right) &= 0 \end{aligned} \quad (III.36)$$

Enfin l'induction d'entrefer au-dessus du pont est calculée par (III.37).

$$b_k = -h_{pt} \cdot \left(\frac{B_{pt_{k+1}} - B_{pt_{k-1}}}{2\Delta x} \right) \text{ pour } 2 \leq k \leq n+1 \quad (III.37)$$

Nous obtenons un système d'équations qui permet de calculer les inductions dans les ponts tangentiels et ensuite les inductions d'entrefer au-dessus du pont à partir des valeurs extrêmes de l'induction d'entrefer (Be_0 et Be_f).

III.3.1.4 Induction dans les tôles magnétiques

➤ Induction au stator

Le calcul de l'induction dans les dents du stator se base sur la loi de Gauss appliquée sur un pas dentaire. Nous prenons comme hypothèse que tout le flux qui traverse l'entrefer passe par toutes les dents du stator. L'équation (III.38) donne l'expression classique de l'induction dans une dent.

$$Bds(\theta) = \frac{R_{ale}}{l_d} \int_{\theta - \frac{\tau_d}{2}}^{\theta + \frac{\tau_d}{2}} Be(u) du \quad (III.38)$$

Le flux dans la culasse du stator est aussi calculé par la loi de Gauss comme pour les dents. Ainsi l'induction de la culasse est exprimée par (III.39) comme étant l'intégrale de l'induction d'entrefer sur un pôle.

$$Bcs(\theta) = \frac{Rcs}{2hcs} \int_{\theta}^{\theta + 180^\circ} Be(u) du \quad (III.39)$$

[DAG13] complète le calcul de ces inductions en ajoutant l'influence des fuites d'encoches, les inductions sont alors corrigées par les équations (III.40) et (III.41).

$$Bds(y, \theta) = Bds(\theta) + Bds_{ist}(\theta) + Bds_{enc}(y, \theta) \quad (III.40)$$

$$Bcs(\theta) = Bcs(\theta) + Bcs_{ist}(\theta) + Bcs_{enc}(\theta) \quad (III.41)$$

Où Bds_{ist} est l'induction supplémentaire dans la dent due aux fuites dans l'isthme, Bds_{enc} est l'induction supplémentaire dans la dent due aux fuites à travers l'encoche, Bcs_{ist} est l'induction supplémentaire dans la culasse due aux fuites dans l'isthme et Bcs_{enc} est l'induction supplémentaire dans la culasse due aux fuites à travers l'encoche.

➤ Induction au rotor

La Figure 103 montre le rotor pour une MSR-AP à 4 pôles. Le chemin principal pour l'application du théorème d'Ampère (Figure 98) est mis en évidence pour la « dent rotorique » numéro 2. La machine est ainsi divisée en deux zones à partir de l'axe radial. Ces zones sont symétriques sur le plan géométrique. Le chemin est constitué de 3 parties : une parallèle aux barrières (ligne rouge), une perpendiculaire aux barrières (ligne noire) et une circulaire (ligne verte). La consommation des Ampères-tours des deux dernières est presque négligeable, car l'arbre est réalisé dans un matériau magnétique, la saturation au rotor est surtout présente sur le chemin parallèle aux barrières (radiales et

centrales). Nous définissons l'axe « x » parallèle aux barrières et l'axe « y » perpendiculairement. La perméabilité suivant l'axe « y » doit impérativement être prise en compte car elle permet d'obtenir la perméabilité totale dans la dent rotorique afin d'utiliser cette dernière pour le calcul du champ magnétique.

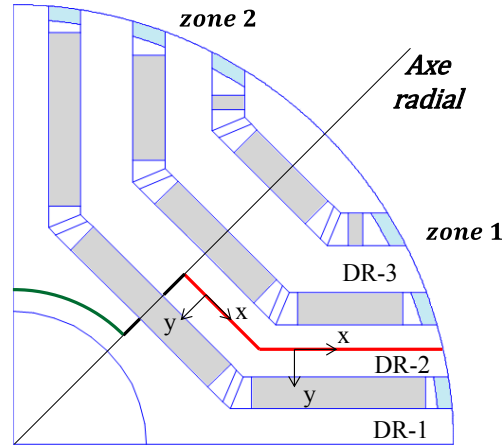


Figure 103 : Rotor de la MSR-AP – Chemin du théorème d'Ampère

La première dent rotorique est représentée en *Figure 104(a)*, chaque zone possède une moitié de cette dent. Les autres dents rotoriques sont représentées en *Figure 104(b)*, les deux zones sont bien séparées. Pour toutes les dents rotoriques, l'induction est modélisée par le chemin moyen de la dent. À la frontière de la dent rotorique (dr_{r1} , dr_{r2} , dr_{c1} et dr_{c2}), le flux magnétique est supposé dans la même direction que le chemin moyen de la dent. Nous calculerons d'abord les inductions aux limites des dents radiales et des dents centrales en utilisant la loi de conservation du flux.

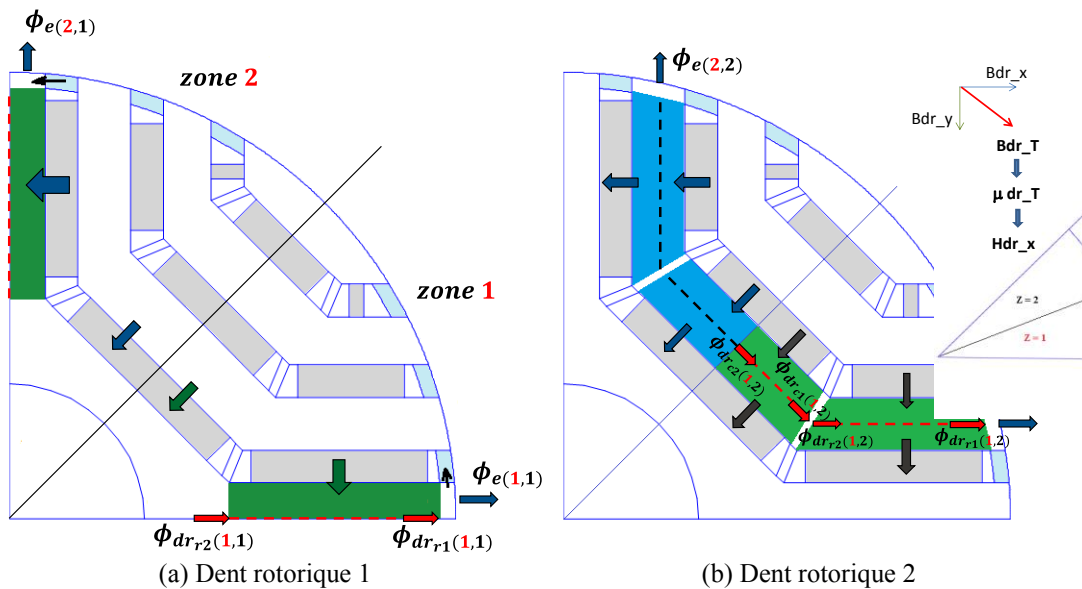


Figure 104 : Rotor de la MSR-AP – Calcul des inductions

Pour la première dent, les flux magnétiques sont calculés par les équations (III.42) et (III.43) et l'induction aux limites par (III.44).

$$\phi_{dr_{r1}(1,1)} = \phi_{e(1,1)} - \phi_{e(2,1)} + \phi_{pt_0(1,1)} + \phi_{pt_f(2,1)} \quad (III.42)$$

$$\phi_{dr_{r2}(1,1)} = \phi_{dr_{r1}(1,1)} - \phi_{yr(1,1)} + \phi_{yr(2,1)} \quad (III.43)$$

$$B_{dr_{r1}(1,1)} = \frac{\phi_{dr_{r1}(1,1)}}{2 \cdot d_{dr_r(1)}} \quad \text{et} \quad B_{dr_{r2}(1,1)} = \frac{\phi_{dr_{r2}(1,1)}}{2 \cdot d_{dr_r(1)}} \quad (III.44)$$

Pour les autres dents rotoriques, les équations sont dissociées pour le premier demi-pôle ($z=1$) et le second demi-pôle ($z=2$).

Dents radiales :

$$\phi_{dr_{r1}(z,dr)} = \phi_{e(z,dr)} + \phi_{pt_0(z,dr)} - \phi_{pt_f(z,dr-1)} \quad (III.45)$$

$$\phi_{dr_{r2}(z,dr)} = \phi_{dr_{r1}(z,dr)} - \phi_{yr(z,dr)} + \phi_{yr(z,dr-1)} \quad (III.46)$$

$$B_{dr_{r1}(z,dr)} = \frac{\phi_{dr_{r1}(z,dr)}}{d_{dr_r(dr)}} \quad \text{et} \quad B_{dr_{r2}(z,dr)} = \frac{\phi_{dr_{r2}(z,dr)}}{d_{dr_r(dr)}} \quad (III.47)$$

Dents centrales :

$$\phi_{dr_{c1}(z,dr)} = \phi_{dr_{r2}(z,dr)} + \phi_{pr(z,dr-1)} - \phi_{pr(z,dr)} \quad (III.48)$$

$$\phi_{dr_{c2}(z,dr)} = \phi_{dr_{c1}(z,dr)} - \phi_{yc(z,dr)} + \phi_{yc(z,dr-1)} \quad (III.49)$$

$$B_{dr_{c1}(z,dr)} = \frac{\phi_{dr_{c1}(z,dr)}}{d_{dr_c(dr)}} \quad \text{et} \quad B_{dr_{c2}(z,dr)} = \frac{\phi_{dr_{c2}(z,dr)}}{d_{dr_c(dr)}} \quad (III.50)$$

Où dr est le numéro de la dent, ϕ_{yc} et ϕ_{yr} sont les flux qui traversent les barrières de flux (centrales et radiales). $\phi_{dr_{r1}}$ et $\phi_{dr_{r2}}$ sont les flux aux limites de la dent radiale. $\phi_{dr_{c1}}$ et $\phi_{dr_{c2}}$ sont les flux aux limites de la dent centrale. d_{dr_r} est l'épaisseur de la dent radiale et d_{dr_c} est l'épaisseur de la dent centrale. Les sous-indices 1 et 2 se rapportent aux flux aux limites des dents (Figure 104(a)).

Les inductions aux limites des dents rotoriques sont connues, donc une interpolation linéaire peut être réalisée afin de calculer les inductions à l'intérieur de chaque dent rotorique. Il est à noter que l'induction dans la dent rotorique peut varier linéairement, mais pas le champ magnétique, en raison de la non-linéarité du matériau magnétique.

III.3.1.5 Calcul des performances magnétiques

Les flux d-q sont déduits à partir de l'induction d'entrefer Be . Les composantes d-q de l'induction fondamentale sont obtenues à partir de la décomposition en série de Fourier (équation (III.51)). Les flux d et q sont calculés par l'équation (III.52)

$$\begin{aligned} Be_d &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} Be(\theta) \sin \theta d\theta \\ Be_q &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} -Be(\theta) \cos \theta d\theta \end{aligned} \quad (III.51)$$

$$\begin{aligned} \phi_d &= \frac{2}{p} \cdot N_s \cdot k_b \cdot R_{ale} \cdot L_{act} \cdot Be_d \\ \phi_q &= \frac{2}{p} \cdot N_s \cdot k_b \cdot R_{ale} \cdot L_{act} \cdot Be_q \end{aligned} \quad (III.52)$$

Après que les flux d-q sont calculés, le couple moyen C_{moy} , le facteur de puissance interne FP_{int} et la tension interne U_{int} sont respectivement exprimés au moyen des équations (III.53), (III.54) et (III.55).

$$C_{moy} = \frac{3}{2} p (\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d) \quad (III.53)$$

$$FP_{int} = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{\phi_q}{\phi_d} \right) - \alpha \right) \quad (III.54)$$

$$U_{int} = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2} \quad (III.55)$$

III.3.2 Modélisation électrique

Nous rappelons en *Figure 105* le schéma vectoriel en tension cité en section II.3. Le modèle magnétique précédemment développé permet d'obtenir la tension simple interne V_{int} et le facteur de puissance interne $\cos \varphi'$, dans le schéma vectoriel simplifié. Le but de la modélisation électrique est de calculer les grandeurs aux bornes du moteur, c'est-à-dire la tension V et le facteur de puissance $\cos \varphi$. La résistance de bobinage R et l'inductance de fuite L_f doivent alors être prises en compte et calculées.

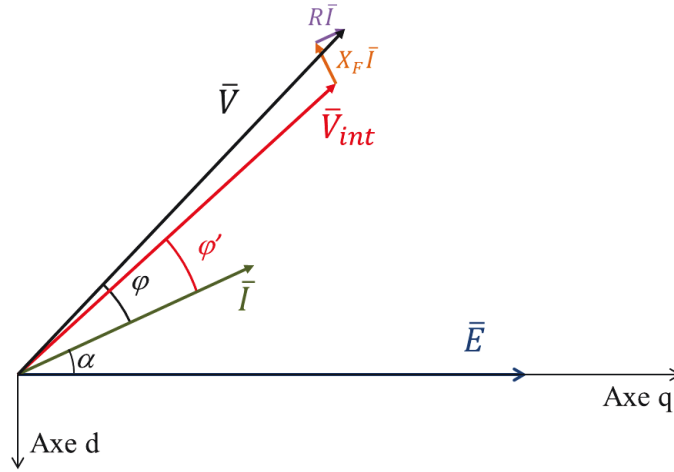


Figure 105 : Schéma vectoriel en tension de la MSR-AP

III.3.2.1 Résistance de bobinage

La résistance de bobinage est donnée par (III.56). $\rho_{Cu(T_{ref})}$ est la résistivité du cuivre à une température de référence, L_{fil} est la longueur moyenne d'une spire, d est le diamètre du fil élémentaire, N_s est le nombre de spires en série par phase, N_{brins} est le nombre de brins et N_{cp} est le nombre de circuits en parallèle. La résistance de bobinage est séparée en deux parties : la résistance du bobinage de la partie active R_{act} et la résistance du bobinage des têtes de bobines R_{tb} . Ces deux résistances sont découplées en raison de l'écart de température entre les deux parties de la machine. Cette différence sera expliquée et développée dans le modèle thermique de la machine. Ainsi, les expressions (III.57) et (III.58) représentent les résistances à leurs températures de fonctionnement.

$$R_{(T_{ref})} = \left(\rho_{Cu(T_{ref})} \times \frac{L_{fil}}{\pi \frac{d^2}{4}} \right) \times \frac{N_s}{N_{brins} N_{cp}} \quad (III.56)$$

$$R_{act(T_{act})} = R_{(T_{ref})} \times \frac{L_{act}}{L_{act} + L_{tb}} \times [1 + \alpha_{Cu}(T_{act} - T_{ref})] \quad (III.57)$$

$$R_{tb(T_{tb})} = R_{(T_{ref})} \times \frac{L_{tb}}{L_{act} + L_{tb}} \times [1 + \alpha_{Cu}(T_{tb} - T_{ref})] \quad (III.58)$$

Ces expressions correspondent aux résistances en continu (ou DC), car elles ne prennent pas en compte l'influence de la fréquence, pourtant influente avec une MLI. Ce phénomène sera plus détaillé lors de la modélisation des pertes par effet Joule.

III.3.2.2 Inductance de fuite

L'inductance de fuite L_f est principalement due aux fuites dans les têtes de bobines. M. Lipo [LIP04] développe des expressions pour différentes formes de têtes de bobines, nous utilisons la formule suivante :

$$L_f = \frac{12\mu_0 N_s^2}{6p} \left[0,493 \times 2L_{tb_a} + 0,12 \left(\frac{3m - \beta}{3m} \right) \left(\frac{\pi(D_{ale} + h_{ds})}{2p} \right) \right] \quad (III.59)$$

Où L_{tb_a} est la longueur moyenne de la partie axiale des têtes de bobines, m est le nombre d'encoches par pôle et par phase et β est le pas de raccourcissement ($\beta=0$ pour un pas diamétral).

III.3.2.3 Grandeurs aux bornes de la machine

En régime permanent, les tensions v_d et v_q sont calculées à partir des flux magnétiques ϕ_d et ϕ_q , des résistances R_{act} et R_{tb} et de l'inductance des têtes de bobines L_{tb} . Les expressions utilisées sont :

$$\begin{cases} v_d = -\omega\phi_q + (R_{act} + R_{tb})i_d - \omega L_{tb}i_q \\ v_q = \omega\phi_d + (R_{act} + R_{tb})i_q + \omega L_{tb}i_d \end{cases} \quad (III.60)$$

Où i_d et i_q sont les courants dans l'axe d et l'axe q . À partir de l'équation (III.60), nous calculons les grandeurs électriques aux bornes de la machine.

$$FP = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{v_d}{v_q} \right) - \alpha \right) \quad (III.61)$$

$$U = \sqrt{\frac{3(v_d^2 + v_q^2)}{2}} \quad (III.62)$$

III.3.3 Modélisation énergétique

La modélisation énergétique est décomposée en sections dans lesquelles seront abordées les pertes par effet Joule, les pertes fer au stator, les pertes fer au rotor et les pertes mécaniques.

III.3.3.1 Pertes par effet Joule

Avec le modèle électrique, nous avons calculé la résistance de bobinages à basses fréquences, sous l'hypothèse que le courant est réparti uniformément dans

toute l'encoche. Les pertes par effet Joule en continu (ou DC) sont alors calculées par l'expression (III.63) pour ce cas.

$$P_{J_DC} = 3(R_{act} + R_{tb}).I^2 \quad (III.63)$$

Avec I le courant efficace par phase.

Les machines qui fonctionnent à hautes fréquences fondamentales ou qui sont alimentées par un convertisseur (harmoniques de fréquence de rang élevé) présentent des phénomènes qui font augmenter la résistance du bobinage, comme l'effet de peau et les courants de circulation. Le but de cette section est alors de calculer cette augmentation, c'est-à-dire le rapport entre les résistances AC et DC.

La référence [GRE89] détaille une première approche pour calculer analytiquement la résistance AC. L'auteur considère que tous les conducteurs sont solides pour calculer la résistance due à l'effet de peau. [JAN10] divise le conducteur en brins élémentaires et analyse l'influence de leur diamètre sur les pertes Joule : pour de faibles diamètres c'est le courant de circulation le plus important et pour de grands diamètres c'est l'effet de peau qui a le plus d'influence.

Nous utilisons la méthode proposée par M. Saint-Michel [SAI13] afin de calculer la résistance AC pour un cas général où l'encoche est constituée de N conducteurs connectés en série, chacun divisés en M brins élémentaires mis en parallèle. La Figure 106 montre la position des conducteurs et des brins dans l'encoche statorique. S est la largeur de l'encoche. Les brins sont considérés de forme rectangulaire avec une hauteur a et une largeur b . L'épaisseur d'isolation entre brins est représentée par e et entre conducteurs est représentée par E .

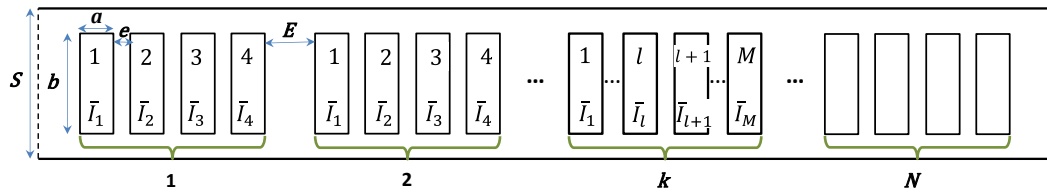
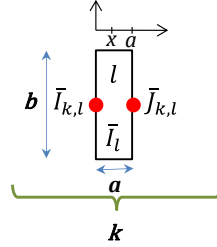


Figure 106 : Répartition des conducteurs et brins dans l'encoche

Tous les conducteurs sont traversés par un même courant, mais la répartition du courant dans chaque brin n'est pas uniforme. La première tâche consiste à déterminer la répartition du courant dans chaque brin élémentaire.

Ainsi, chaque brin élémentaire est représenté par l'indice k, l (conducteur k , brin l), comme l'indique la Figure 107. Un brin élémentaire est caractérisé par deux courants cumulés :

- $\bar{I}_{k,l}$: le courant cumulé entre l'entrée de l'encoche la base du brin, et
- $\bar{J}_{k,l}$: le courant cumulé entre l'entrée de l'encoche et le haut du brin.

Figure 107 : Brin élémentaire k,l

En conséquence, les M brins ont différents niveaux de courant \bar{I}_l , mais leur somme est égale au courant du conducteur I , qui est connu. L'expression (III.64) peut donc être formulée.

$$\sum_{l=1}^M \bar{I}_l = \bar{I} \quad (\text{III.64})$$

Les expressions (III.65) et (III.66) forment une relation entre les courants cumulés $\bar{I}_{k,l}$ et $\bar{J}_{k,l}$.

$$\bar{J}_{k,l} = \bar{I}_{k,l} + \bar{I}_l \quad (\text{III.65})$$

$$\bar{J}_{k,l} = (k-1)\bar{I} + \sum_{n=1}^l \bar{I}_n \quad (\text{III.66})$$

De ce fait, les équations de Maxwell peuvent être écrites pour le brin élémentaire k,l avec l'expression (III.67) où $H_{k,l}$ et $\delta_{k,l}$ sont respectivement le champ magnétique et la densité de courant.

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_{k,l}}{\partial x} &= \frac{b}{S} \delta_{k,l} \\ \frac{\partial \delta_{k,l}}{\partial x} &= j\omega \frac{\mu_0}{\rho} H_{k,l} \end{aligned} \quad (\text{III.67})$$

La solution de ce système d'équations aux dérivées partielles est donnée par l'expression suivante :

$$H_{k,l}(x) = C_{k,l}e^{(1+j)\frac{x}{p}} + D_{k,l}e^{-(1+j)\frac{x}{p}} \quad (\text{III.68})$$

$$\delta_{k,l}(x) = E_{k,l}e^{(1+j)\frac{x}{p}} + F_{k,l}e^{-(1+j)\frac{x}{p}}$$

Où p est la hauteur de pénétration, $p = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0} \frac{S}{b}}$

Les conditions aux limites, $H_{k,l}(0) = \frac{\bar{I}_{k,l}}{S}$ et $H_{k,l}(a) = \frac{\bar{J}_{k,l}}{S}$, permettent de trouver les coefficients $C_{k,l}$, $D_{k,l}$, $E_{k,l}$ et $F_{k,l}$. Les expressions sont donc exprimées de la manière suivante :

$$H_{k,l}(x) = \frac{1}{S \sinh\left((1+j)\frac{a}{p}\right)} \left[\bar{J}_{k,l} \sinh\left((1+j)\frac{x}{p}\right) + \bar{I}_{k,l} \sinh\left((1+j)\frac{a-x}{p}\right) \right] \quad (\text{III.69})$$

$$\delta_{k,l}(x) = \frac{(1+j)}{bp \sinh\left((1+j)\frac{a}{p}\right)} \left[\bar{J}_{k,l} \cosh\left((1+j)\frac{x}{p}\right) - \bar{I}_{k,l} \cosh\left((1+j)\frac{a-x}{p}\right) \right]$$

L'expression de la densité de courant $\delta_{k,l}$ permettra de calculer les pertes pour chaque brin, dès que les courants cumulés ($\bar{I}_{k,l}$ et $\bar{J}_{k,l}$) sont connus. Il est alors évident que l'objectif est d'abord de calculer le courant de chaque brin. Dans ce but, la tension dans chaque brin k,l est formulée par (III.70).

$$V_{k,l}(x) = \rho \delta_{k,l}(x) + j\omega\mu_0 \int_x^{f_{enc}} H_{k,l}(\mu) d\mu + jX_{ouv} N \bar{I} + R_{tb} \bar{I}_l + jX_{tb} \bar{I}_l \quad (\text{III.70})$$

La tension est composée de la chute ohmique, de l'intégration du flux de x jusqu'au fond d'encoche (f_{enc}), de l'inductance de l'ouverture d'encoche et de la résistance et l'inductance de la tête de bobine. Il faut remarquer que le calcul de la tension est réalisé pour une encoche, c'est-à-dire la moitié de la spire.

Cette tension est constante pour toute valeur de x . Après une démarche développée par M. Saint-Michel [SAI13], la tension du brin k,l est exprimée par (III.71).

$$V_{k,l} = \frac{\rho}{ab} [\bar{I}_l(f_1 + jg_1) + \bar{I}_{k,l}(f_2 + jg_2)] + j\omega\mu_0 \frac{e}{S} \bar{J}_{k,l} + \sum_{l'=l+1}^M \left[\frac{\rho}{ab} (f_2 + jg_2)(\bar{I}_{l'} + 2\bar{I}_{k,l'}) + j\omega\mu_0 \frac{e}{S} \bar{J}_{k,l'} \right] + j\omega\mu_0 \frac{(E+e)}{S} \bar{J}_{k,M} \quad (\text{III.71})$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{k'=k+1}^N \sum_{l'=1}^M \left[\frac{\rho}{ab} (f_2 + jg_2) (\bar{I}_{l'} + 2\bar{I}_{k',l'}) + j\omega\mu_0 \frac{e}{S} \bar{J}_{k',l'} \right] + j\omega\mu_0 \frac{(E+e)}{S} \bar{J}_{k',M} \\
& + jX_{ouv} N \bar{I} + R_{tb} \bar{I}_l + jX_{tb} \bar{I}_l
\end{aligned}$$

La résistance DC est reconnue par $\frac{\rho}{ab}$ et les fonctions qui affectent la résistance sont exprimées par (III.72) et tracées en fonction du rapport $\frac{a}{p}$ sur la Figure 108.

$$\begin{aligned}
f_1 &= \frac{a}{p} \frac{\sinh\left(\frac{2a}{p}\right) + \sin\left(\frac{2a}{p}\right)}{\cosh\left(\frac{2a}{p}\right) - \cos\left(\frac{2a}{p}\right)} & g_1 &= \frac{a}{p} \frac{\sinh\left(\frac{2a}{p}\right) - \sin\left(\frac{2a}{p}\right)}{\cosh\left(\frac{2a}{p}\right) - \cos\left(\frac{2a}{p}\right)} \\
f_2 &= \frac{a}{p} \frac{\sinh\left(\frac{a}{p}\right) - \sin\left(\frac{a}{p}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{p}\right) + \cos\left(\frac{a}{p}\right)} & g_2 &= \frac{a}{p} \frac{\sinh\left(\frac{a}{p}\right) + \sin\left(\frac{a}{p}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{p}\right) + \cos\left(\frac{a}{p}\right)}
\end{aligned} \tag{III.72}$$

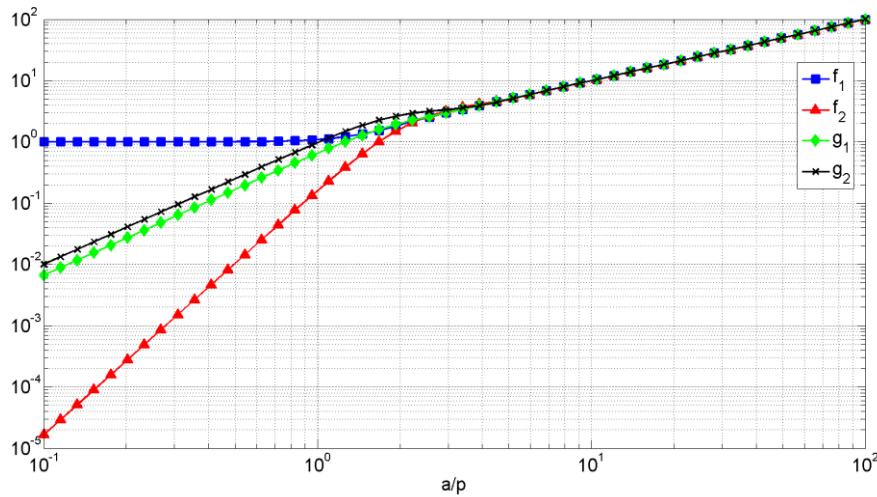


Figure 108 : Évolution des fonctions (f_1, f_2, g_1, g_2) affectant la résistance de bobinage en fonction de a/p

Les quatre fonctions ont le même comportement asymptotique pour les grandes valeurs de a/p . Les valeurs qui prennent les fonctions commencent à se réduire de façon significative lorsque la variable est inférieure à 1. Ceci signifie que la subdivision est efficace lorsque la taille des brins est beaucoup plus petite que la profondeur de pénétration ou lorsque le nombre de conducteurs par encoche est assez grand.

L'équation (III.71) donne la tension du brin élémentaire k, l . Nous devons calculer la tension totale appliquée au brin l . Elle est obtenue par l'addition des N brins connectés en série. L'équation (III.73) exprime la tension de façon simplifiée.

$$\bar{V}_l = \sum_{k=1}^N \bar{V}_{k,l} = [\bar{Z}]_l [\bar{I}] \quad (III.73)$$

Avec $[\bar{Z}]_l = [\bar{Z}_{l1} \quad \bar{Z}_{l2} \quad \dots \quad \bar{Z}_{lM}]$ et $[\bar{I}] = \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_1 \\ \vdots \\ \bar{I}_M \end{bmatrix}$

Tous les brins sont connectés en parallèle, ils ont donc la même tension \bar{V} . Un système d'équations est alors proposé en (III.74).

$$\begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \dots & \bar{Z}_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{Z}_{M1} & \dots & \bar{Z}_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \vdots \\ \bar{I}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V} \\ \vdots \\ \bar{V} \end{bmatrix} \quad (III.74)$$

$$\sum_{l=1}^M \bar{I}_l = \bar{I}$$

La solution de ce système conduit à connaître tous les courants des brins ainsi que la tension de la bobine \bar{V} . Les pertes par effet Joule en AC peuvent alors être calculées par (III.75).

$$P_{J_ACenc} = 3Re(\bar{V} \cdot \bar{I}) \quad (III.75)$$

Il ne faut pas oublier que la tension a été calculée pour une encoche. Cependant, cette expression est suffisante pour la comparer aux pertes par effet Joule DC dans une encoche et trouver $K_{P_{J_AC}}$ correspondant au rapport entre la résistance AC et DC.

$$R_{DCenc} = \frac{N}{M} \left(\frac{\rho_{act} L_{act}}{ab} + \frac{\rho_{tb} L_{tb}}{ab} \right) \quad (III.76)$$

$$P_{J_DCenc} = 3R_{DC} I^2 \quad (III.77)$$

$$K_{P_{J_AC}} = \frac{P_{J_AC}}{P_{J_DC}} \quad (III.78)$$

Les résistances des équations (III.57) et (III.58), du modèle électrique, peuvent finalement être corrigées pour obtenir leurs valeurs respectives en AC.

$$R_{act_AC(T_{act})} = R_{act(T_{act})} \times K_{P_{J_AC}} \quad (III.79)$$

$$R_{tb_AC(T_{tb})} = R_{tb(T_{tb})} \times K_{P_{J_AC}} \quad (III.80)$$

Ces résistances pourront être utilisées lors du calcul des tensions v_d et v_q de l'équation (III.60). Pour le calcul des pertes par effet Joule AC, les résistances AC corrigent l'équation (III.63) par l'équation (III.81).

$$P_{J_AC} = 3(R_{act_AC(T_{act})} + R_{tb_AC(T_{tb})}) \cdot I^2 \quad (III.81)$$

Conclusion sur les pertes par effet Joule

Nous avons proposé un modèle pour calculer les pertes par effet Joule en prenant en compte les hautes fréquences. Il tient compte de plusieurs conducteurs dans l'encoche constitués par plusieurs brins en parallèle. Nous avons calculé le courant dans chaque brin élémentaire afin d'obtenir la résistance vue en courant alternatif. Celle-ci a permis de calculer les pertes Joule.

III.3.3.2 Pertes fer au stator

Les pertes fer sont basées sur le principe de séparation des pertes [BER88]. Elles sont divisées en trois termes : les pertes par hystérésis, les pertes par courant de Foucault et les pertes par excès. M. Boglietti [BOG03] propose le modèle de l'équation (III.82) pour une induction sinusoïdale prenant en compte l'effet peau, important pour les fonctionnements à hautes fréquences.

$$P_{fer(B,f)} = k_H f B^{\alpha_{ir} + \beta_{ir} B} + k_{EC} f^{\frac{3}{2}} B_h^2 \frac{\sinh(\gamma \sqrt{f}) - \sin(\gamma \sqrt{f})}{\cosh(\gamma \sqrt{f}) - \cos(\gamma \sqrt{f})} + k_{EXC} f^{\frac{3}{2}} \hat{B}^{\frac{3}{2}} \quad [W/kg] \quad (III.82)$$

Où, les six paramètres (k_H , α_{ir} , β_{ir} , k_{EC} , γ et k_{EXC}) sont constants et propres aux caractéristiques de la tôle magnétique considérée.

Les six paramètres sont calculés à partir des données du constructeur. Ce dernier fournit les pertes fer pour diverses valeurs d'induction et de fréquence. La *Figure 109* donne un exemple de la tôle référencée M400-50. Une méthode de minimisation des erreurs absolues est mise en œuvre. Le but est alors de minimiser l'erreur ε_{abs} de l'équation (III.83).

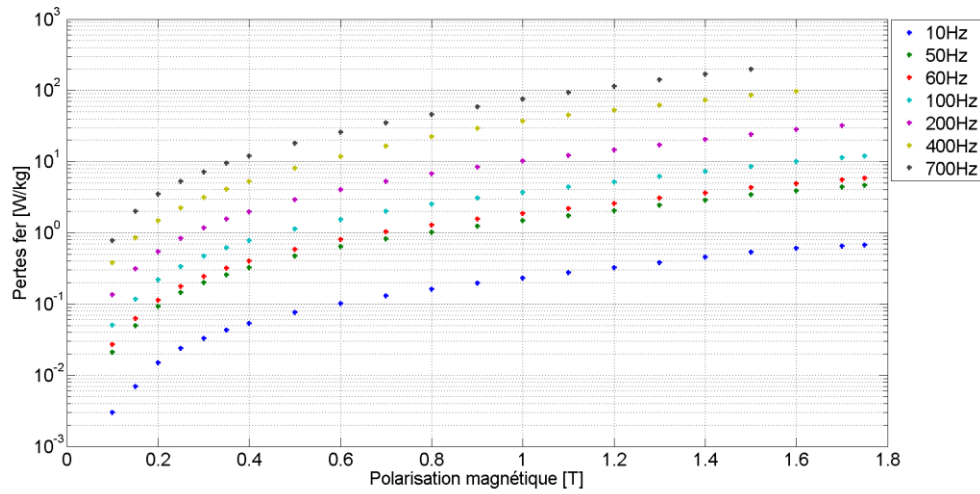


Figure 109 : Pertes fer données par le constructeur – Tôle M400-50

$$\varepsilon_{abs} = \sum_{i=1}^n |P_{fer} - P_{fer}^{mes}| \quad (III.83)$$

Où P_{fer} sont les pertes fer calculées par (III.82) et P_{fer}^{mes} sont les pertes fer mesurées ou données par le constructeur.

Le *Tableau XVIII* donne les valeurs de ces coefficients pour la tôle M400-50.

Tableau XVIII : Coefficients pour l'estimation des pertes fer – Tôle M400-50

Paramètre	k_H	α_{ir}	β_{ir}	k_{EC}	γ	k_{EXC}
Valeurs	$10,55 \times 10^{-3}$	1,8	0,73164	$3,9 \times 10^{-3}$	0,1833	0

L'algorithme a minimisé complètement les pertes par excès ($k_{EXC} = 0$). Ce qui ne veut pas dire qu'elles n'existent pas, mais qu'elles sont très faibles et l'algorithme considère qu'elles sont comprises avec les pertes par courant de Foucault.

➤ Induction non-sinusoïdale

L'expression (III.82) des pertes fer n'est valide que pour une induction sinusoïdale, mais dans la plupart des moteurs à aimants permanents, la variation de l'induction au stator est loin d'être sinusoïdale. La formule est donc étendue pour une induction non-sinusoïdale en réalisant une décomposition en série de Fourier de l'induction. Les pertes par unité de masse sont calculées par l'équation

(III.84). M. Jannot [JAN10] a validé cette expression par un modèle *Loss Surface*, il produit une erreur maximale de 11% sur les pertes totales au stator.

$$P_{fer(B,f)} = k_H f \hat{B}^{\alpha_{ir} + \beta_{ir} \hat{B}} + k_{EC} \sum_{h=1}^{\infty} (hf)^{\frac{3}{2}} B_h^2 \frac{\sinh(\gamma \sqrt{hf}) - \sin(\gamma \sqrt{hf})}{\cosh(\gamma \sqrt{hf}) - \cos(\gamma \sqrt{hf})} + k_{EXC} f^{\frac{3}{2}} \hat{B}^{\frac{3}{2}} \quad (III.84)$$

Où \hat{B} est l'amplitude de l'induction et B_h est l'amplitude de l'harmonique d'ordre h de l'induction.

Les pertes fer au stator sont calculées dans les dents et dans la culasse. Les inductions dans la dent du stator « $B_{ds}(\theta)$ » et dans la culasse du stator « $B_{cs}(\theta)$ » sont obtenues à partir du modèle magnétique. Les pertes totales au stator sont ensuite calculées avec les masses des dents m_{ds} et de la culasse m_{cs} .

$$P_{fer_stator} = P_{fer(B_{ds}(\theta),f)} \cdot m_{ds} + P_{fer(B_{cs}(\theta),f)} \cdot m_{cs} \quad (III.85)$$

➤ Influence de l'alimentation MLI

La machine est alimentée en tension par une MLI, ce qui produit une augmentation des pertes par hystérésis et par courant de Foucault. M. Boglietti [BOG10] propose une méthode pour calculer les pertes fer en fonction des caractéristiques de la tension d'alimentation. Cette méthode a été validée par des essais sur une machine asynchrone, dont l'erreur maximale est de 5%.

Les pertes fer dues à une alimentation sinusoïdale sont d'abord évaluées, équation (III.84), et des coefficients qui dépendent de l'alimentation sont ensuite calculés. Les pertes fer dues à l'alimentation MLI sont calculées par l'équation (III.86).

$$P_{fer_MLI} = \eta^{\alpha_{ir}} P_{h,sin} + \chi^2 P_{cf,sin} \quad (III.86)$$

$$\eta = \frac{V_{av}}{V_{av,fond}} \quad \text{et} \quad \chi = \frac{V_{rms}}{V_{rms,fond}}$$

Où :

- $P_{h,sin}$ est la composante des pertes hystérésis sous alimentation sinusoïdale
- $P_{cf,sin}$ est la composante des pertes par courant de Foucault sous alimentation sinusoïdale
- V_{av} est la valeur moyenne de la tension redressée
- V_{rms} est la valeur efficace de la tension

- $V_{a,fond}$ est la valeur moyenne du fondamental de la tension redressée
- $V_{rms,fond}$ est la valeur efficace du fondamental de la tension

M. Jannot [JAN10] a analysé l'influence de la profondeur de modulation r et de l'indice de modulation m sur les deux coefficients, η et χ . À indice de modulation fixé, la réduction de la profondeur de modulation diminue les pertes par hystérésis, en revanche les pertes par courant de Foucault augmentent. Il y a donc comme pour les pertes Joule AC, une influence évidente de l'électronique de puissance sur les pertes de la machine, et l'analyse du système est donc importante afin de les réduire.

Conclusion sur les pertes fer au stator

Nous avons présenté une méthodologie pour calculer les coefficients de l'équation de Bertotti à partir des données du constructeur de tôles. Le modèle prend en compte que l'induction dans le stator n'est pas sinusoïdale et l'effet d'une alimentation MLI.

III.3.3.3 Pertes fer au rotor

Les pertes au rotor sont principalement dues aux harmoniques d'espace, dans ce cas il s'agit de pertes de surface. Elles sont produites par la variation locale de l'induction d'entrefer due aux dents et aux ouvertures statoriques. Les pertes se développent à une hauteur égale à la profondeur de pénétration des courants de Foucault [GRE89]. L'auteur indique qu'il suffit de prendre en compte une pénétration égale à la moitié de l'épaisseur de peau δ_m .

$$\delta_m = \sqrt{\frac{\rho_{tôle}}{\pi \mu_0 \mu_{r_{tôle}} f_{enc}}} \quad (III.87)$$

Où :

- $\rho_{tôle}$ est la résistivité de la tôle
- f_{enc} est la fréquence d'encoche, $f_{enc} = \frac{V_{tan}}{\tau_d} = \frac{N_{enc} \cdot N}{60}$
- V_{tan} est la vitesse tangentielle, $V_{tan} = \frac{N \cdot \pi \cdot R_{ale}}{30}$

Les pertes de surface sont calculées, pour chaque dent du rotor, par l'équation suivante :

$$P_{fer_{rotor}} = 2p \sum_{i=1}^{2.Nbf+1} \left(K_s \cdot K'_s \cdot Be_{moy(i)}^2 \cdot S_{dr(i)} \cdot V_{tan}^{3/2} \cdot \frac{\tau_d}{l_{oe}^{1/2}} \right) \quad (III.88)$$

Où :

- K_s est le facteur caractéristique de la tôle, $K_s = \frac{1}{32\pi} \sqrt{\frac{10^7}{\mu_{rtôle} \cdot \rho_{tôle}}}$
- $Be_{moy(i)}$ est l'induction moyenne dans l'entrefer sur la dent rotorique (i)

$$Be_{moy(i)} = \frac{1}{\theta_{f(i)} - \theta_{0(i)}} \int_{\theta_{0(i)}}^{\theta_{f(i)}} Be(\theta) d\theta \quad (III.89)$$

- $S_{dr(i)}$ est la surface de la dent rotorique (i)

$$S_{dr(i)} = (\theta_{f(i)} - \theta_{0(i)}) R_{rot} L_{fer} \quad (III.90)$$

- K'_s est le coefficient de feuilletage des tôles, il est fonction de l'épaisseur $e_{tôle}$ des tôles et de l'épaisseur de peau δ_m . K'_s peut être exprimées pour l'expression suivante :

$$K'_s = 0,015 - 0,023X + 0,044X^2 - 0,0065X^3 + 3,9 \cdot 10^{-4}X^4 - 9,3 \cdot 10^{-6}X^5 + 2,92 \cdot 10^{-8}X^6 \text{ avec } X = \frac{e_{tôle}}{\delta_m} \quad (III.91)$$

Cette expression est comparée à la courbe donnée par [GRE89].

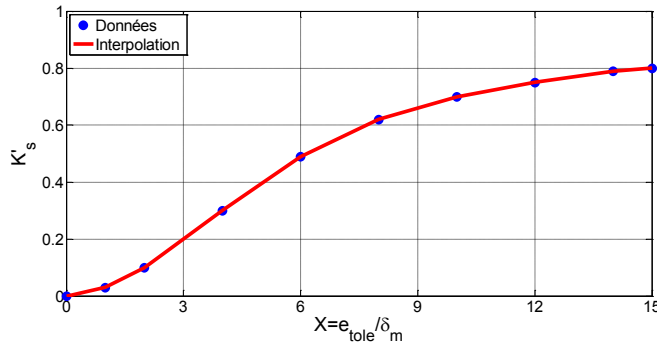


Figure 110 : Interpolation du coefficient K'_s – Données de [GRE89]

L'expression (III.88) est une méthode simple permettant de prédire les pertes de surface. Elle pourra donc être mise en œuvre au sein du modèle analytique.

III.3.3.4 Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont divisées en pertes par frottement dans les paliers et en pertes aérauliques liées au ventilateur. La seconde est prise en compte quand la machine est refroidie par air.

➤ Pertes par frottement

Elles sont modélisées par une formule empirique où le couple résistant est considéré proportionnel au carré du diamètre extérieur de la machine.

$$P_{frott} = \Omega \cdot C_{rés_{ref}} \cdot \left(\frac{D_{ext}}{D_{ext_{ref}}} \right)^2 \quad (III.92)$$

Où D_{ext} est le diamètre extérieur de la machine et $C_{rés_{ref}}$ est le couple résistant pour une machine de référence de diamètre extérieur $D_{ext_{ref}}$.

➤ Pertes aérauliques liées au ventilateur

Les pertes aérauliques se calculent à partir du débit de l'air Q_{air} nécessaire pour avoir une température interne acceptable, de la variation de pression de l'air Δp et du rendement du ventilateur η_{vent} , ce dernier est difficile à estimer. L'auteur de [GRE89] propose une valeur entre 60 et 70 %.

$$P_{aéraul} = \frac{Q_{air} \cdot \Delta p}{\eta_{vent}} \quad (III.93)$$

Q_{air} est estimé à partir d'essais réalisés sur le ventilateur, il est exprimé en fonction de la vitesse de rotation du moteur de manière linéaire. Δp est calculé par l'expression (III.94).

$$\Delta p = \frac{1}{2} \rho_{air} \cdot V_{air}^2$$

$$V_{air} = \frac{Q_{air}}{S_{pass}} \quad (III.94)$$

Où V_{air} est la vitesse de l'air qui passe par les ailettes du carter et S_{pass} est la surface totale de passage par les ailettes.

Enfin, les pertes mécaniques dépendront du type de refroidissement utilisé :

$$\text{Type de refroidissement} \begin{cases} \text{air} : P_{mec} = P_{frott} + P_{aéraul} \\ \text{eau} : P_{mec} = P_{frott} \end{cases} \quad (III.95)$$

III.3.3.5 Conclusion du modèle énergétique

Le modèle énergétique a traité les pertes générées par la MSR-AP : les pertes par effet Joule, fer stator, fer rotor et mécaniques. Les modèles prennent en compte divers phénomènes dans ces types de machines. Le modèle de pertes par effet Joule tient compte de l'effet de peau et des courants de circulation, ce qui fait augmenter la résistance vue en courant alternatif. Les pertes fer au stator ont été estimées par le modèle de Bertotti et nous avons présenté une méthodologie pour le calcul des coefficients en fonction des données du constructeur. Les pertes fer au rotor, principalement des pertes surfaciques, ont aussi été évaluées. Enfin, les pertes mécaniques ont été évaluées et tiennent compte du type de refroidissement. Les pertes calculées par le modèle énergétique pourront être utilisées dans le modèle thermique en étant considérées comme sources de chaleur.

III.3.4 Modélisation thermique

Les diverses pertes d'énergie produisent de l'énergie thermique. Celle-ci se traduit par des élévations de température de certains éléments (isolants, roulements, aimants,...). À des températures de fonctionnement critiques, l'isolant du bobinage risque de se détériorer, ainsi que le champ coercitif et l'induction rémanente des aimants subissent des variations qui causent des réductions de flux dans l'entrefer. Alors, toute l'importance de cette étude réside dans la prédiction des niveaux de température des éléments internes de la machine.

Tenant compte que le temps de calcul du modèle thermique doit être le plus réduit possible, nous avons choisi d'utiliser une approche nodale. Le modèle développé utilise les résultats du modèle de pertes (effet Joule et fer) comme sources de chaleur. La machine est divisée en plusieurs parties élémentaires représentées par des résistances thermiques correspondant aux transferts thermiques. La *Figure 111* montre le plan axial de la MSR-AP et leurs éléments principaux.

Plusieurs auteurs ont utilisé l'approche nodale pour modéliser diverses structures de machines. Les auteurs de [JAN10], [ELR04] et [SES11] ont étudié la modélisation analytique thermique en 2D du moteur synchrone à aimants internes dont l'erreur maximale est de 8 % par rapport à un modèle éléments finis. Les auteurs de [MEL91] et [KOL10] se sont intéressés respectivement à la modélisation thermique 3D du moteur asynchrone et synchrone à aimants.

Dans nos applications la longueur des têtes de bobine est comparable à la longueur active de la machine, ainsi il est tout à fait possible d'obtenir un écart non négligeable entre les températures des têtes de la bobine T_{tb} et le point au

milieu de la longueur active T_{bob} . La position où ces températures sont mesurées est indiquée par des points rouges sur la *Figure 111*. Il existe aussi du flux thermique qui transite par l'arbre du rotor et traverse le roulement. Il est alors important que le modèle thermique tienne compte du flux thermique axial, par conséquent nous utilisons une modélisation thermique 3D.

Pour développer ce modèle thermique 3D, nous prenons comme hypothèse que :

- les flux thermiques radiaux et axiaux sont indépendants,
- la machine présente un plan de symétrie par rapport au milieu de sa longueur,
- les phénomènes pris en compte sont ceux de la conduction dans les solides et de la convection dans l'entrefer, autour des têtes des bobines et au niveau des ailettes ou de conduite spiralée,
- la machine est en régime thermique permanent, ainsi le circuit ne comportera que des éléments résistifs.

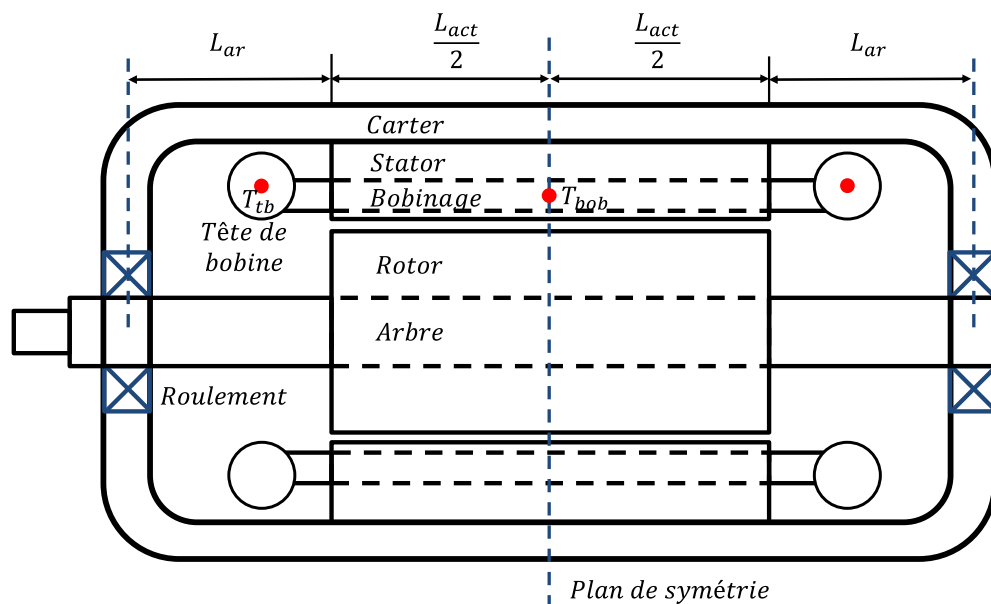


Figure 111 : Plan axial de la MSR-AP – Éléments de la machine

III.3.4.1 Coefficients thermiques

Les matériaux sont caractérisés thermiquement par des coefficients de conduction et de convection. Le *Tableau XIX* donne les conductivités thermiques des matériaux utilisés dans les MSR-AP. Le fer présente un coefficient de conduction radiale différent de celui axial car il est constitué d'empilements de tôles et donc le flux thermique aura du mal à circuler axialement.

Tableau XIX : Coefficients thermiques

Coefficients	Valeur [W/m/K]
λ_{Carter}	165 W/m/K
$\lambda_{\text{Fer (radial)}}$	28 W/m/K
$\lambda_{\text{Fer (axial)}}$	5 W/m/K
λ_{Isolant}	0,27 W/m/K
λ_{Cuivre}	400 W/m/K
$\lambda_{\text{Résine}}$	0,25 W/m/K
λ_{Aimant}	8,5 W/m/K
λ_{Arbre}	50 W/m/K
λ_{Air}	$2,64 \times 10^{-2}$ W/m/K
$h_{\text{cont (culasse/carter)}}$	1500 W/m ² /K

La plupart des parties élémentaires de la MSR-AP sont caractérisées par un matériau, donc un seul coefficient thermique, sauf le bobinage de la partie active de la machine (encoche) car cette zone est composée de cuivre, d'émail des fils de bobinage, de résine d'enrobage et de poches d'air piégées. L'homogénéisation du bobinage afin d'obtenir une conductivité thermique équivalente est alors assez complexe. Cependant, l'auteur de [IDO09] propose une expression pour l'évaluer et obtenir une conductivité homogène pour tout le bobinage. Cela dépend du coefficient de remplissage et des conductivités thermiques du cuivre et de la résine.

$$\lambda_{\text{bob}} = \lambda_{\text{res}} \frac{(1 + k_{\text{rempl}})\lambda_{\text{Cu}} + (1 - k_{\text{rempl}})\lambda_{\text{res}}}{(1 - k_{\text{rempl}})\lambda_{\text{Cu}} + (1 + k_{\text{rempl}})\lambda_{\text{res}}} \quad (\text{III.96})$$

III.3.4.2 Résistances thermiques

Les résistances thermiques dépendent de la géométrie de la partie élémentaire, du coefficient thermique et de l'échange thermique (conduction et convection).

Les résistances thermiques par conduction sont calculées pour les géométries de base que sont le cylindre et le parallélépipède [MEL91] [LIP04].

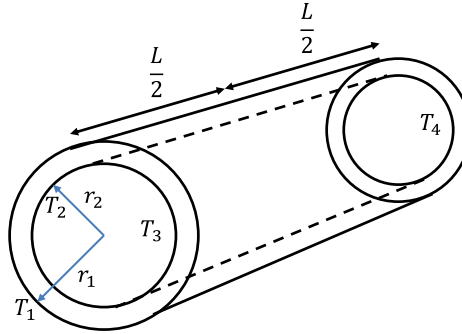
➤ **Cylindre**

Figure 112 : Modèle thermique d'un cylindre

Les températures T_3 et T_4 sont égales pour l'hypothèse de symétrie axiale. Ainsi, un élément cylindrique peut se modéliser par le circuit suivant :

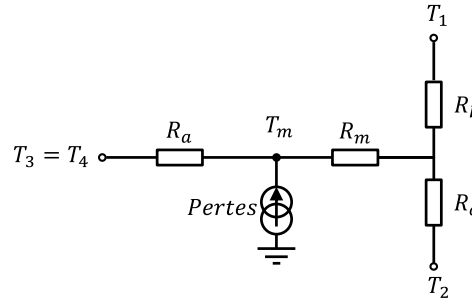


Figure 113 : Circuit thermique d'un cylindre

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_a = \frac{L}{6\pi\lambda_a(r_1^2 - r_2^2)} \\ R_b = \frac{1}{2\pi\lambda_r L} \left[1 - \frac{2r_2^2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} \right] \\ R_c = \frac{1}{2\pi\lambda_r L} \left[\frac{2r_1^2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} - 1 \right] \\ R_m = \frac{-1}{4\pi(r_1^2 - r_2^2)\lambda_r L} \left[r_1^2 + r_2^2 - \frac{4r_1^2 r_2^2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} \right] \end{array} \right. \quad (\text{III.97})$$

Ainsi, λ_r et λ_a sont respectivement les conductivités thermiques radiale et axiale du matériau. T_m représente la température moyenne du cylindre, elle relie les parties radiale et axiale.

➤ **Parallélépipède**

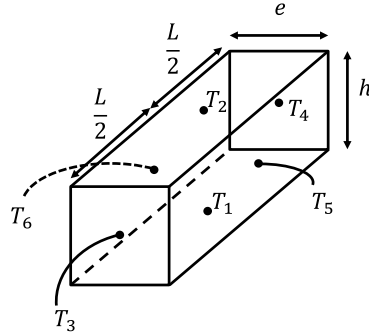


Figure 114 : Modèle thermique d'un parallélépipède

De manière similaire à la modélisation thermique du cylindre, le circuit thermique d'un parallélépipède est représenté de la manière suivante :

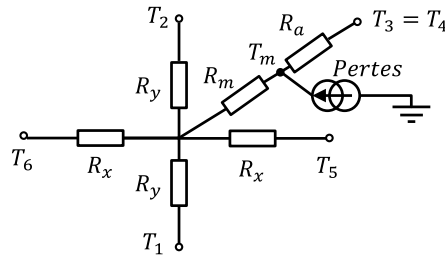


Figure 115 : Circuit thermique d'un parallélépipède

Où :

$$\begin{cases} R_x = \frac{e/2}{\lambda_r \cdot h \cdot L/2} \\ R_y = \frac{h/2}{\lambda_r \cdot e \cdot L/2} \\ R_a = \frac{L/2}{\lambda_a \cdot h e} \\ R_m = \frac{R_a}{3} \end{cases} \quad (\text{III.98})$$

➤ **Résistance par convection**

La résistance thermique par convection sur une surface lisse est calculée par l'expression (III.99).

$$R_{conv} = \frac{1}{h_{conv} \cdot S} \quad (\text{III.99})$$

Où h_{conv} est le coefficient de convection et S est la surface traversée par le flux thermique.

Le stator et le rotor pourront alors se diviser en fractions des formes de base traitées. Les sections suivantes détaillent chacune des parties du stator et du rotor séparément.

III.3.4.3 Modèle thermique du stator

Le stator a été découpé en différentes zones que sont la culasse statorique, les dents statoriques, le bobinage sur la longueur active et les têtes de bobines. Les *Figure 116* et *Figure 117* montrent le circuit thermique adopté pour chacune de ces zones.

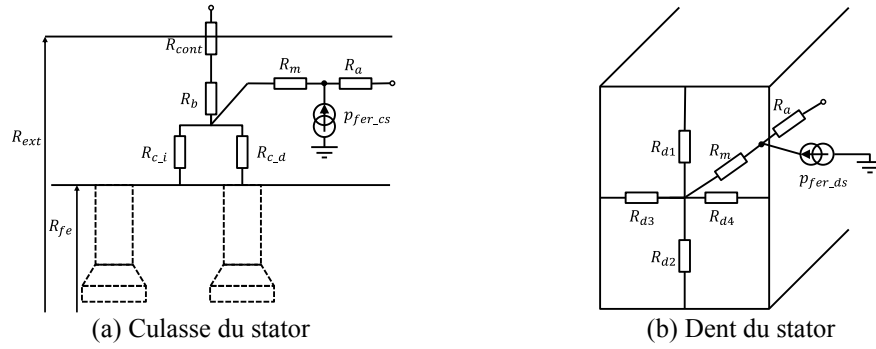


Figure 116 : Circuit thermique de la culasse et de la dent

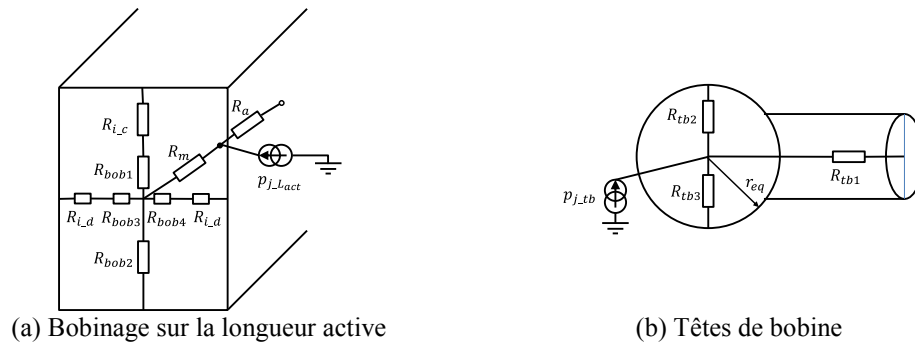


Figure 117 : Circuit thermique des éléments du bobinage

Ainsi, la culasse est modélisée comme un cylindre délimité par le rayon extérieur et le rayon du fond d'encoche où sont connectés le bobinage et la dent du stator. Il existe une résistance de contact entre la culasse et le carter, car leur contact n'est pas parfait, elle est calculée à partir de l'expression suivante :

$$R_{cont} = \frac{1}{2\pi R_{ext} \left(\frac{L_{act}}{2} \right) h_{cont}} \quad (III.100)$$

La conductance thermique de contact h_{cont} , d'après [MEL91] et [BER99], peut avoir une valeur de $1500 \text{ W/m}^2/\text{K}$.

La dent du stator et le bobinage sur la longueur active sont considérés comme des parallélépipèdes. Dans le bobinage, les isolants sont pris en compte, ainsi il existe deux résistances de conduction à calculer, la première entre l'isolant et la culasse R_{i_c} puis la seconde entre l'isolant et la dent R_{i_d} .

$$R_{i_c} = \frac{e_{iso}}{\lambda_{iso} \left(\frac{L_{act}}{2} \right) l_{iso_c}} \times \frac{1}{N_{enc}} \quad (\text{III.101})$$

$$R_{i_d} = \frac{e_{iso}}{\lambda_{iso} \left(\frac{L_{act}}{2} \right) h_d} \times \frac{1}{2N_{enc}} \quad (\text{III.102})$$

Pour finir, les têtes de bobines sont constituées d'une partie axiale R_{tb1} et d'une section assimilable à un tore de rayon r_{eq} . Les expressions des résistances sont les suivantes :

$$R_{tb1} = \frac{L_{tb_a}}{\lambda_{Cu} S_{enc}} \times \frac{1}{N_{enc}} \quad (\text{III.103})$$

$$R_{tb2} = R_{tb3} = \frac{3}{2} \times \frac{1}{8\pi^2 (R_{ale} + r_{eq}) \lambda_{bob}} \quad (\text{III.104})$$

$$r_{eq} = \sqrt{\frac{3mS_{enc}}{2\pi}} \quad (\text{III.105})$$

Avec m le nombre d'encoches par pôle et par phase.

III.3.4.4 Modèle thermique du rotor

Dans le rotor, les barrières de flux, les aimants permanents et le fer sont supposés de forme cylindrique afin de faciliter le calcul des résistances thermiques. La *Figure 118* montre la distribution des parties élémentaires d'un rotor à deux barrières de flux, sans oublier évidemment que le nombre de barrières de flux doit être une variable, donc cette distribution dépendra de celui-ci.

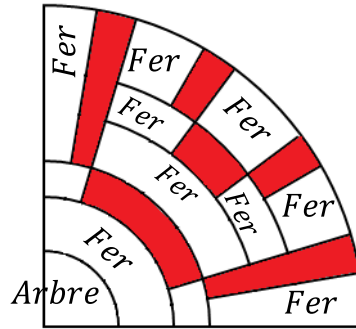


Figure 118 : Distribution des parties élémentaires du rotor

Les aimants sont représentés en rouge et remplissent toute la barrière. Cependant dans un cas général ce n'est pas vrai, on utilisera donc un taux de remplissage. Nous remarquons que chaque partie élémentaire est une fraction de cylindre et son circuit équivalent sera celui de la *Figure 113*.

III.3.4.5 Modèle thermique de l'arbre

L'arbre est modélisé par un cylindre solide sans sources de chaleur, donc nous utilisons les expressions du cylindre, (III.97), avec $r_2 = 0$. L'arbre est axialement divisé : une partie sur la longueur active et une partie entre le paquet de tôles et les roulements. La *Figure 119* montre le circuit thermique de ces deux parties.

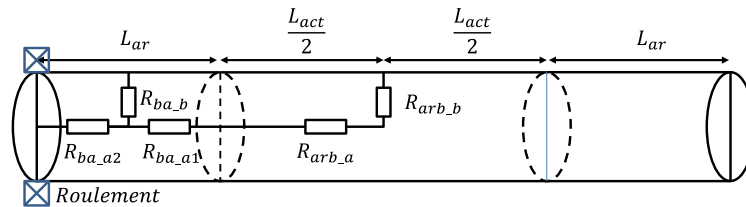


Figure 119 : Circuit thermique de l'arbre

III.3.4.6 Convection dans l'entrefer

La modélisation thermique de l'entrefer est détaillée par [THI97], [BER99], [JAN10] et [SES11]. L'écoulement et les transferts de chaleur sont gouvernés par le nombre de Taylor :

$$Ta = \frac{\omega^2 r_m e_{geom}^3}{\nu^2 F_g} \quad (III.106)$$

Où :

- e_{geom} est la largeur de l'entrefer en m,
- r_m est le rayon logarithmique moyen, donné par : $r_m = \frac{e_{geom}}{\ln\left(\frac{R_{ale}}{R_{rot}}\right)}$,
- ω est la vitesse angulaire en rad/s,
- F_g est un facteur géométrique voisin de 1 pour un entrefer étroit (notre cas),
- ν est la viscosité cinématique en m^2/s , elle s'obtient en divisant la viscosité dynamique par la masse volumique.

Le nombre de Nusselt pour l'entrefer sera calculé par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} Ta < 1700 : Nu_e = 2 \\ 1700 < Ta < 12000 : Nu_e = 0,128 \times Ta^{0,367} \\ Ta > 12000 : Nu_e = 0,409 \times Ta^{0,241} \end{cases} \quad (III.107)$$

Par conséquent, le coefficient d'échange par convection est calculé par :

$$h_{conv_e} = \frac{Nu_e \lambda_{air}}{2e_{geom}} \quad (III.108)$$

Nous pouvons maintenant calculer les conductances coté stator et coté rotor (pôle et aimant) par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} G_{conv_s} = h_{conv_e} \times \frac{L_{act}}{2} \times (\pi D_{ale} - l_{ouv} N_{enc}) \\ G_{conv_{pôle}} = h_{conv_e} \times \frac{L_{act}}{2} \times l_{pôle} \\ G_{conv_{aimant}} = h_{conv_e} \times \frac{L_{act}}{2} \times l_{aimant} \end{cases} \quad (III.109)$$

III.3.4.7 Carter et type de refroidissement

Le carter présente deux types d'échanges thermiques, la conduction et la convection. L'échange par conduction n'a qu'une composante radiale, donc le flux axial est négligé, ainsi la résistance par conduction peut être calculée par la somme des résistances R_b et R_c du circuit de la *Figure 113*.

$$R_{cond_{carter}} = R_b + R_c \quad (III.110)$$

Pour l'échange par convection, il est nécessaire de connaître le coefficient de convection h_{conv} . Ce coefficient d'échange tient compte de la convection naturelle et de la convection forcée. La valeur de la convection naturelle est

supposée égale à $10 \text{ W/m}^2\text{/K}$. La convection forcée dépend de la nature et de la vitesse ou débit du fluide de refroidissement au voisinage du carter, sa détermination se fait par étape et passe par le calcul des trois nombres sans dimensions [BER99].

Ainsi, nous définissons d'abord le diamètre hydraulique d'un canal D_h .

$$D_h = \frac{4S}{P} \quad (\text{III.111})$$

Avec P le périmètre mouillé et S la section du canal

➤ *Nombre de Prandtl (Pr)*

Il ne dépend que des propriétés du fluide. Pour l'air, il est pratiquement indépendant de la température.

$$Pr = \frac{\mu \cdot C_p}{\lambda} = \frac{\nu}{a} \quad (\text{III.112})$$

Avec μ la viscosité dynamique (Pa.s), C_p la capacité massique à pression constante ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$), λ la conductivité thermique ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$), a la diffusivité thermique ($\text{m}^2.\text{s}^{-1}$) et ν la viscosité cinématique ($\text{m}^2.\text{s}^{-1}$).

➤ *Nombre de Reynolds (Re)*

Ce nombre traduit le rapport entre les forces d'inertie et les forces de viscosité.

$$Re = \frac{V \cdot D_h}{\nu} = \frac{\rho \cdot V \cdot D_h}{\mu} \quad (\text{III.113})$$

Avec V la vitesse moyenne du fluide dans le canal (m.s^{-1}) et ρ la masse volumique (kg.m^{-3}).

➤ *Nombre de Nusselt (Nu)*

Il est défini par :

$$Nu = \frac{h_{conv_f} \cdot D_h}{\lambda} \quad (\text{III.114})$$

Avec h_{conv_f} le coefficient de convection forcée.

Ainsi, le nombre de Nusselt permet d'accéder au coefficient de convection globale h_{conv} .

$$h_{conv} = \frac{Nu \cdot \lambda}{D_h} + h_{conv_{nat}} \quad (III.115)$$

Le problème est maintenant d'estimer le nombre de Nusselt, ce qui dépend du type de refroidissement utilisé. Nous abordons deux types de refroidissement pour nos applications : le refroidissement par air et le refroidissement par eau.

➤ *Refroidissement par air*

Il est utilisé pour les machines qui présentent un carter avec des ailettes, *Figure 120*. Le diamètre hydraulique est calculé à partir des dimensions géométriques des ailettes.

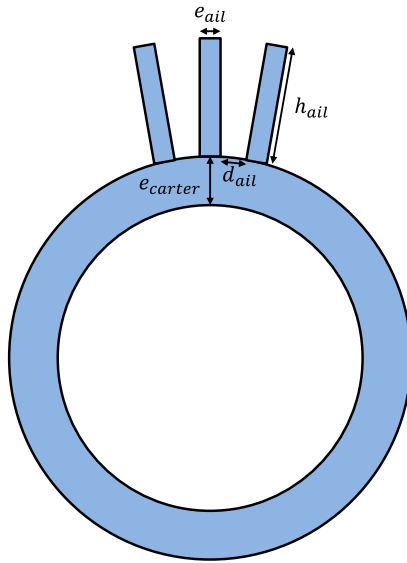


Figure 120 : Carter avec des ailettes pour le refroidissement par air

$$\begin{cases} S_{aile} = d_{aile} \cdot h_{aile} \\ P_{aile} = d_{aile} + 2 \cdot h_{aile} \\ D_h = \frac{4S_{aile}}{P_{aile}} \end{cases} \quad (III.116)$$

Dans notre cas le fluide est en régime turbulent ($Re > 2000$), ainsi le nombre de Nusselt est calculé par les expressions proposées par [BER99] où L_{aile} est la longueur des ailettes.

- Pour $\frac{L_{ail}}{D_h} > 60$, dans le cas du tube lisse circulaire

$$Nu = 0,023 Re^{0,8} Pr^{0,4} \quad (III.117)$$

- Pour $\frac{L_{ail}}{D_h} > 60$, dans le cas de canalisations courtes

$$Nu = 0,036 Re^{0,8} Pr^{0,4} \left(\frac{D_h}{L_{ail}} \right)^{1/18} \quad (III.118)$$

Enfin la résistance par convection pour un refroidissement par air est calculée par l'expression (III.119), proposée par [BER99].

$$R_{conv_{eau}} = \frac{1}{n_{ail}} \cdot \frac{1}{m_{ail} \cdot \lambda_{Carter} \cdot S_{ail} \cdot \tanh(m_{ail} \cdot h_{ail})} \quad (III.119)$$

Avec $m_{ail} = \sqrt{\frac{2h_{conv}}{e_{ail}\lambda_{Carter}}}$ et $S_{ail} = e_{ail} \cdot \frac{L_{ail}}{2}$ la section de l'ailette.

➤ Refroidissement par eau

Le refroidissement par eau est utilisé pour certaines applications, étant parmi elles la traction électrique. L'eau circule autour du carter dans une conduite, dans notre cas nous nous intéressons à une conduite spiralée, *Figure 121*. La courbure de cette conduite aide à mieux diffuser la chaleur grâce à la surface de contact entre la conduite et le carter.

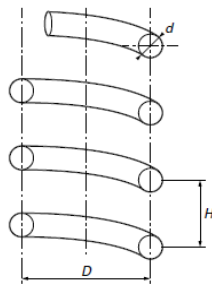


Figure 121 : Conduite spiralée [BER99]

Dans le cas où la section du passage est un cercle, le diamètre hydraulique est égal au diamètre de la section d . Le type de régime d'écoulement est défini par le nombre de Reynolds critique Re_{cr} . Les expressions qui suivent sont proposées par [BER99].

$$Re_{cr} = 2300 \left(1 + 8,6 \left(\frac{d}{D_c} \right)^{0,45} \right) \text{ avec } D_c = D \left[1 + \left(\frac{H}{\pi D} \right)^2 \right] \quad (\text{III.120})$$

– Régime laminaire $Re < Re_{cr}$

$$Nu = \left[3,66 + 0,08 \left(1 + 0,8 \left(\frac{d}{D_c} \right)^{0,9} \right) Re^m Pr^{\frac{1}{3}} \right] \quad (\text{III.121})$$

$$\text{avec } m = 0,5 + 0,2903 \left(\frac{d}{D_c} \right)^{0,194}$$

– Régime turbulent $Re > 2,2 \times 10^4$

$$Nu = \frac{\left(\frac{\xi}{8} \right) Re.Pr}{1 + 12,7 \sqrt{\frac{\xi}{8}} (Pr^{2/3} - 1)} \quad (\text{III.122})$$

$$\text{avec } \xi = \frac{0,3164}{Re^{0,25}} + 0,03 \left(\frac{d}{D_c} \right)^{0,5}$$

– Pour $Re_{cr} < Re < 2,2 \times 10^4$, l'auteur propose de faire une interpolation linéaire entre les valeurs du nombre de Nusselt correspondant aux limites : $Re = Re_{cr}$ et $Re = 2,2 \times 10^4$.

Enfin la résistance par convection pour un refroidissement par eau est calculée par l'expression suivante :

$$R_{conv_{eau}} = \frac{1}{h_{conv} \cdot S_{fluide}} \quad (\text{III.123})$$

Avec S_{fluide} la surface traversée par le fluide. Elle est l'aire du développement du cylindre de la conduite spiralée.

III.3.4.8 Conclusion du modèle thermique

Nous avons réalisé un modèle thermique 3D basé sur une approche nodale. Le modèle prend en compte le flux axial, ce qui est important pour différencier les températures du bobinage sur la longueur active et les têtes de bobines.

L'estimation de la température des différents constituants de la machine permettra également de réaliser un couplage entre les domaines électrique (résistivité du bobinage), magnétique (performances des aimants) et thermique (intensité des sources de chaleur).

III.3.5 Modélisation mécanique

Dans une tôle type « monobloc », la présence de barrières de flux au rotor demande l'utilisation de plusieurs ponts pour assurer la cohésion mécanique de la structure, particulièrement à haute vitesse. La *Figure 122* met en évidence l'existence de quatre ponts pour chaque barrière de flux.

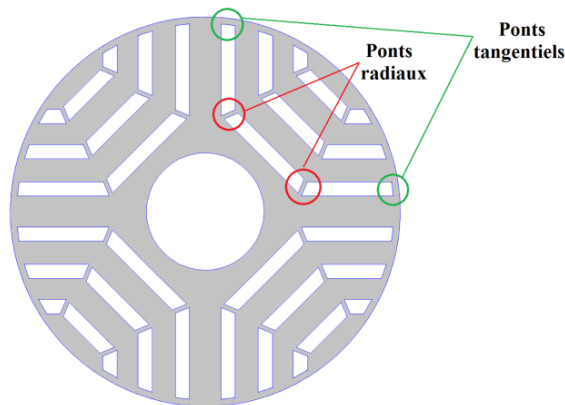


Figure 122 : Tôle monobloc de la machine synchro-réductrice assistée d'aimants permanents

Les ponts, radiaux et tangentiels peuvent être soumis à des contraintes élevées et cycliques en vitesse variable. Il est donc nécessaire de pouvoir prédire ces contraintes pour s'assurer du respect des limites mécaniques. Ce qui peut être fait au moyen d'un modèle analytique simple, qui s'appuie sur les calculs de résistance des matériaux [KOE12].

Le rotor à plusieurs barrières de flux conduit à complexifier le modèle. Le modèle est d'abord traité pour un cas d'une barrière et ensuite pour un cas général.

III.3.5.1 Modèle de base

Le modèle traite le cas d'un rotor à une barrière de flux, *Figure 123(a)*, il est décrit dans [KOE12]. Cette figure met en évidence les quatre ponts rotoriques : deux tangentiels et deux radiaux. Les ponts sont modélisés par des ressorts et les surfaces qu'ils relient par des blocs rigides. Ainsi, nous travaillons sous hypothèse que les ponts ne transmettent que des efforts de traction, leur flexion est donc négligée. Ceci est justifié si l'épaisseur du pont est nettement plus petite que leur longueur et s'il est à peu près orienté dans la direction de l'effort. La *Figure 123(a)* met en évidence aussi la partie liée à ces ponts (zone bleue).

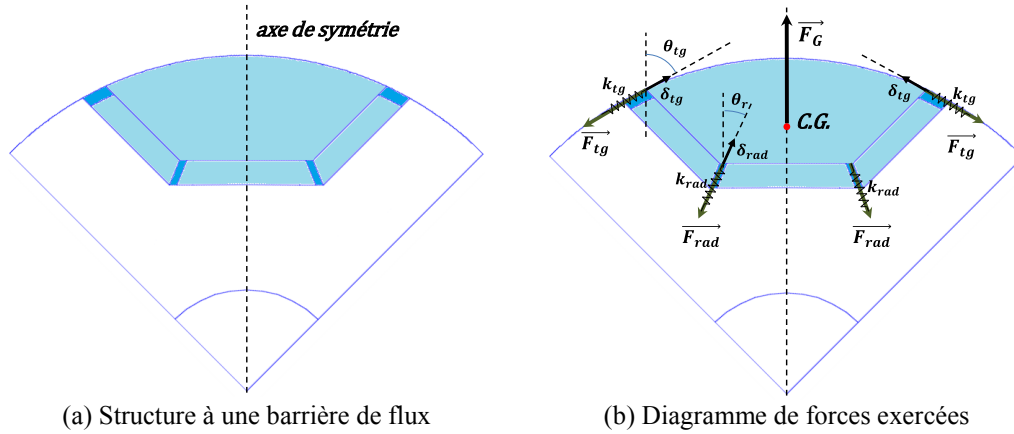


Figure 123 : Modèle mécanique du rotor d'une barrière

À une vitesse donnée la force centrifuge \vec{F}_G est exercée sur le centre de gravité du secteur supporté par les ponts, zone bleue sur la *Figure 123(b)*. Les ponts rotoriques sont remplacés par des ressorts sur cette figure, il existe donc des forces exercées par les ressorts sur la partie indéformable : \vec{F}_{tg} pour les ponts tangentiels et \vec{F}_{rad} pour les ponts radiaux.

Tenant compte de l'équilibre de forces, le rotor peut être divisé suivant son axe de symétrie, ainsi nous pouvons réduire les vecteurs à traiter. θ_{tg} et θ_r sont respectivement les angles de inclinaison des forces \vec{F}_{tg} et \vec{F}_{rad} par rapport à l'axe de symétrie. La *Figure 123(b)* montre aussi les déplacements des ressorts, δ_{tg} pour les ponts tangentiels et δ_{rad} pour les ponts radiaux.

En conséquence, la raideur du ressort équivalent au pont k_{pont} peut être calculée par l'expression suivante :

$$k_{pont} = \frac{E_{fer} \cdot A_{pont}}{L_{pont}} \quad (III.124)$$

Où :

- E_{fer} est le module d'élasticité du matériau
- A est la section du pont, $A = e_{pont} \cdot L_{fer}$
- L_{pont} est la longueur du pont

III.3.5.2 Contraintes nominales

Les contraintes sont évaluées pour une vitesse donnée. Les calculs se font pour le secteur bleu de la *Figure 123(b)*.

➤ **Relation entre les déplacements**

Elle traduit le fait qu'en dehors des ponts, la structure est rigide. La projection des déplacements sur l'axe radial (axe de symétrie) donne :

$$\frac{\delta_{rad}}{\cos \theta_r} = \frac{\delta_{tg}}{\cos \theta_{tg}} \quad (III.125)$$

➤ **Équilibre des forces**

La somme des forces sur l'axe radial (axe de symétrie) doit être égale à zéro.

$$-F_{tg} \cdot \cos \theta_{tg} - F_{rad} \cdot \cos \theta_r + \frac{F_G}{2} = 0 \quad (III.126)$$

$$\text{avec } F_G = m_{secteur} \cdot R_G \cdot \omega^2$$

Avec $m_{secteur}$ la masse totale du secteur, R_G le rayon du centre de gravité du secteur et ω la vitesse angulaire du moteur.

➤ **Loi de comportement des éléments flexibles**

La loi de comportement des ressorts fait le lien entre les forces et les déplacements.

$$\begin{cases} F_{tg} = k_{tg} \cdot \delta_{tg}, \text{ avec } k_{tg} = E_{fer} \cdot \frac{e_{pt} \cdot L_{fer}}{L_{pt}} \\ F_{rad} = k_{rad} \cdot \delta_{rad}, \text{ avec } k_{rad} = E_{fer} \cdot \frac{e_{pr} \cdot L_{fer}}{L_{pr}} \end{cases} \quad (III.127)$$

Ainsi, les expressions (III.125) à (III.127) forment un système avec quatre équations et quatre inconnues : δ_{tg} , δ_{rad} , F_{tg} et F_{rad} . Les forces sont donc exprimées par (III.128).

$$\begin{cases} F_{rad} = \frac{F_G}{2} \times \frac{\cos \theta_r}{\cos^2 \theta_{rad} + \frac{k_{tg}}{k_{rad}} \cdot \cos^2 \theta_{tg}} \\ F_{tg} = \frac{F_G}{2} \times \frac{\cos \theta_{tg}}{\frac{k_{rad}}{k_{tg}} \cdot \cos^2 \theta_{rad} + \cos^2 \theta_{tg}} \end{cases} \quad (III.128)$$

Les contraintes nominales de traction dans les ponts sont alors déduites de la manière suivante :

$$\begin{cases} \sigma_{nom_{rad}} = \frac{F_{rad}}{A_{rad}} = \frac{F_G}{2 \cdot A_{rad}} \times \frac{\cos \theta_r}{\cos^2 \theta_{rad} + \frac{k_{tg}}{k_{rad}} \cdot \cos^2 \theta_{tg}} \\ \sigma_{nom_{tg}} = \frac{F_{tg}}{A_{tg}} = \frac{F_G}{2 \cdot A_{tg}} \times \frac{\cos \theta_{tg}}{\frac{k_{rad}}{k_{tg}} \cdot \cos^2 \theta_{rad} + \cos^2 \theta_{tg}} \end{cases} \quad (III.129)$$

Les forces et les contraintes dépendent du rapport des raideurs et non de ces valeurs. L'effort nécessaire pour compenser la force centrifuge est donc réparti différemment suivant le rapport des raideurs. Les angles d'inclinaison affectent aussi les contraintes nominales.

III.3.5.3 Contraintes en fatigue

Dans la plupart des cas, par exemple les applications à vitesse variable, nous souhaitons que le moteur supporte un grand nombre de variations de vitesses. Il faut donc tenir compte d'un phénomène de fatigue qui augmente le risque de défaillance.

La contrainte nominale n'est pas suffisante pour évaluer la résistance de la structure dans le cas de sollicitations en fatigue. Les accidents géométriques, et en particulier les variations rapides de sections génèrent des pics de contraintes locales qui peuvent amorcer la rupture. Dans le cas de tôles de moteurs, ces pics de contraintes se situent au raccordement des ponts, *Figure 124*. Ils dépendent de l'épaisseur du pont e_{pont} et du rayon de raccordement ρ_{racc} .

Pour évaluer la contrainte dans ces zones, nous multiplions la contrainte nominale par un coefficient de concentration de contraintes k_t . Ceci est donné par des tables ou des abaques, pour différentes géométries et différents types de chargement (traction, flexion, etc.). L'expression (III.130) peut être utilisée dans le cas des ponts rotoriques.

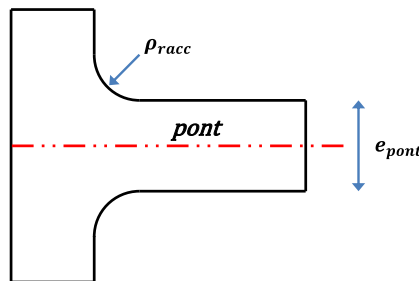


Figure 124 : Pont rotorique

$$k_t = 1 + \frac{1}{\sqrt{B \cdot \left[\frac{1 + \frac{e_{pont}}{2 \cdot \rho_{racc}}}{\left(\frac{e_{pont}}{2 \cdot \rho_{racc}} \right)^{\frac{3}{2}}} \right]^l}} \quad (III.130)$$

Avec $B=1,1$ et $l=2,2$ pour la traction. La courbe de k_t en fonction du rapport $\frac{e_{pont}}{2 \cdot \rho_{racc}}$ est présentée sur la figure suivante :

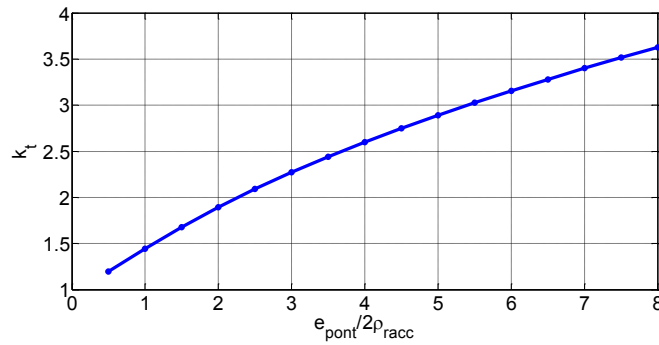


Figure 125 : k_t pour raccordement à une plaque infinie

Nous pouvons vérifier que k_t est d'autant plus grand quand le rayon de raccordement est petit. D'une façon générale, il faut favoriser les rayons de raccordement les plus grands possibles d'un point de vue mécanique. Ainsi, la contrainte maximale en fatigue est calculée à partir de sa contrainte nominale, expressions (III.129), de la manière suivante :

$$\sigma_{max} = \sigma_{nom} \times k_t \quad (III.131)$$

III.3.5.4 Facteurs de sécurité

Les contraintes calculées, nominales et fatigue, sont à comparer avec les contraintes admissibles par le matériau. Les rapports S_E et S_F définissent respectivement les facteurs de sécurité d'éclatement et de fatigue.

$$\begin{cases} S_E = \frac{R_e}{\sigma_{nom}} \\ S_F = \frac{\sigma_D}{\sigma_{max}} \end{cases} \quad (III.132)$$

Où R_e est la limite élastique du matériau et σ_D est la contrainte admissible en fatigue. Elles sont données par le constructeur de tôles magnétiques et exprimées en MPa.

Le choix d'un facteur de sécurité est par nature délicat, car il est censé compenser l'ignorance du concepteur. Il doit prendre en compte :

- Les imperfections du modèle,
- La dispersion des caractéristiques matériaux,
- L'incertitude sur les sollicitations réelles,
- Les risques de rupture acceptable, etc.

Ainsi, les facteurs de sécurité doivent être supérieurs à 1,5. Cette limite est adoptée par la pratique courante de l'ingénierie mécanique [KOE13].

$$\begin{cases} S_E > 1,5 \\ S_F > 1,5 \end{cases} \quad (\text{III.133})$$

Ces facteurs de sécurité doivent être respectés pour les deux types de ponts : radial et tangentiel.

L'auteur de [KOE13] présente des simulations faites par un modèle éléments finis et conclut que les contraintes les plus pénalisantes sont celles des ponts radiaux.

III.3.5.5 Modèle pour plusieurs barrières de flux

Un rotor à une barrière de flux a été traité dans la section précédente, mais le rotor qui nous intéresse contient plusieurs barrières de flux. La problématique se base sur la manière de calculer les contraintes nominales de tous les ponts. Lorsque nous avons une structure complexe, comme celle de la *Figure 126*, l'analyse peut se diviser en plusieurs cas de base.

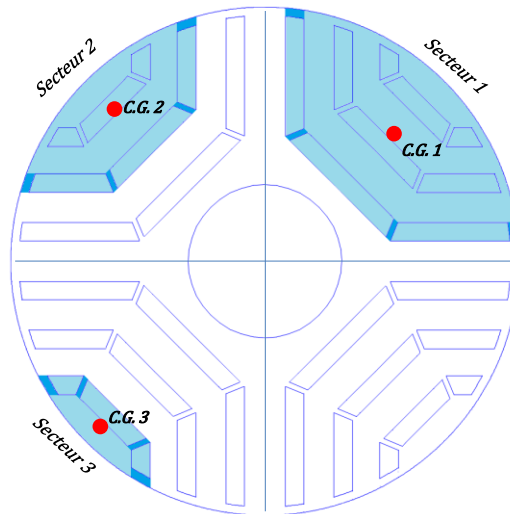


Figure 126 : Modèle mécanique du rotor à trois barrières

De ce fait, nous isolons successivement chaque portion délimitée par une barrière. Dans ce cas à trois barrières, le problème se divise en trois secteurs baptisés : secteur 1, secteur 2 et secteur 3. Pour chaque secteur, nous calculons les contraintes des ponts associés à la barrière qui le délimite en base à l'effort centrifuge sur l'ensemble du secteur. Les facteurs de sécurité sont calculés pour tous les ponts et doivent vérifier l'équation (III.133).

III.3.5.6 Conclusion du modèle mécanique

Un modèle analytique mécanique a été présenté pour un rotor possédant plusieurs ponts et plusieurs barrières. Il est simple à mettre en œuvre et tient compte de deux phénomènes qui sont la survitesse et la fatigue. Ainsi, deux facteurs de sécurité sont à calculer et il faut vérifier qu'ils soient supérieurs à 1,5.

Les optimisations à réaliser sur le moteur doivent donc respecter ces contraintes mécaniques.

III.3.6 Modélisation technico-économique

Le but de ce modèle est de quantifier le coût des matières premières de la MSR-AP : le fer, le cuivre et les aimants permanents. L'importance de ce modèle est que le coût en matières premières de la machine sera un objectif à minimiser lors des optimisations futures.

Les dimensions géométriques de la machine sont connues, ainsi que les masses de tous les composants. Le coût de chaque matière première est alors calculé à partir de son prix par kilogramme.

Les tôles de fer sont sous la forme de bande, nous considérons que la surface découpée est un carré circonscrit au cercle de diamètre extérieur du stator. Le coût des matières premières pour le fer est exprimé par (III.134).

$$\begin{aligned} Poids_{fer} &= \rho_{fer} \times (D_{ext}^2 \cdot L_{fer}) \\ Coût_{fer} &= prix_{fer} \times Poids_{fer} \end{aligned} \quad (III.134)$$

Pour le cuivre, le volume de la bobine est d'abord calculé et ensuite sa masse.

$$\begin{aligned} L_{Cu} &= (L_{act} + L_{tb}) \times N_{brins} \times n_s \times N_{enc} \\ Poids_{Cu} &= \rho_{Cu} \times S_{fil} \times L_{Cu} \\ Coût_{Cu} &= prix_{Cu} \times Poids_{Cu} \end{aligned} \quad (III.135)$$

Où n_s est le nombre de spires par encoche et S_{fil} est la surface d'un fil élémentaire.

Le volume des aimants permanents et leur coût sont calculés de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{ap} &= \left(\sum e_{ap} \cdot l_{ap} \right) \times L_{act} \\
 Poids_{ap} &= \rho_{ap} \times V_{ap} \\
 Coût_{ap} &= prix_{ap} \times Poids_{ap}
 \end{aligned}
 \tag{III.136}$$

La densité et le prix au kilogramme des aimants permanents dépendent du type d'aimant utilisé. Pour nos applications les aimants de type ferrite et NdFeB sont considérés.

Le prix au kilogramme de l'aimant de type NdFeB est exprimé en fonction de son induction rémanente.

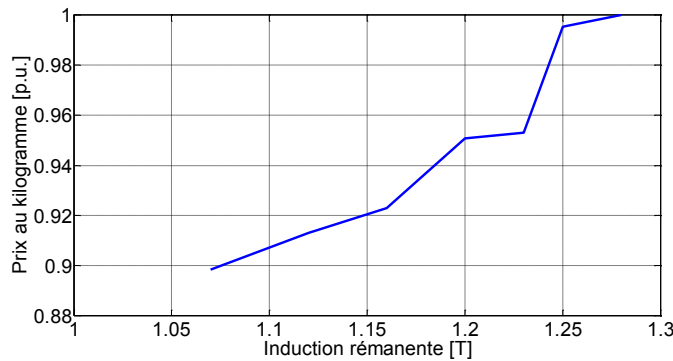


Figure 127 : Prix au kilogramme de l'aimant NdFeB en fonction de l'induction rémanente

Ainsi pour d'autres niveaux d'induction la courbe peut être interpolée ou extrapolée.

En ce qui concerne les aimants en ferrite, l'influence de l'induction rémanente sur le coût est beaucoup moins importante, ainsi son prix est considéré constant.

Finalement le coût des matières premières de la MSR-AP se calcule par (III.137).

$$Coût_{MSR-AP} = Coût_{fer} + Coût_{Cu} + Coût_{ap} \tag{III.137}$$

III.3.7 Couplage des modèles

Après avoir étudié séparément les six modèles de la MSR-AP : magnétique, électrique, énergétique, thermique, mécanique et technico-économique, ils sont reliés par leurs entrées et sorties suivant le synoptique présenté sur la *Figure 128*.

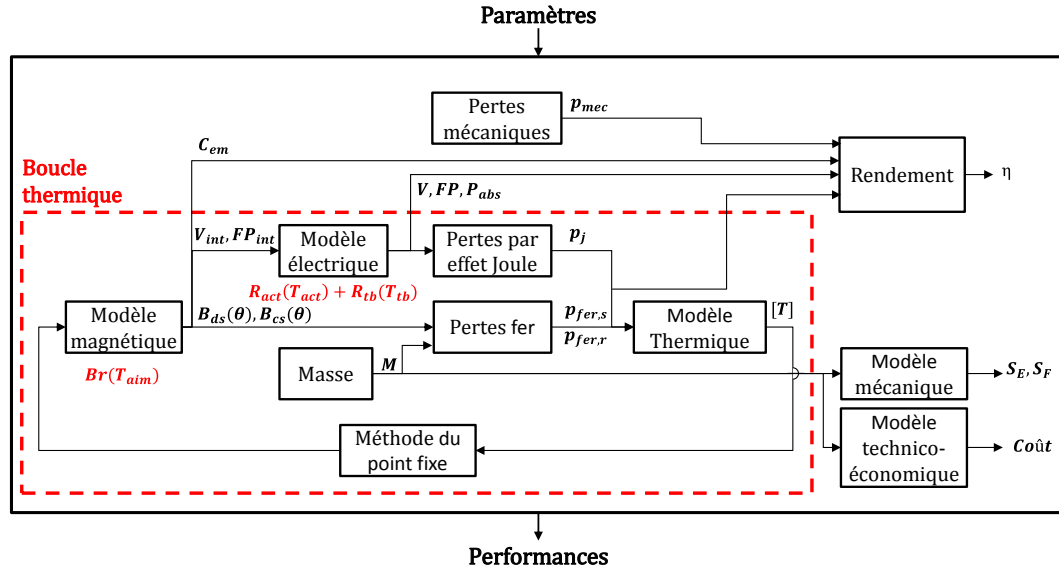


Figure 128 : Synoptique du modèle multi-physique et des couplages entre les différents modèles

Le modèle magnétique est relié au modèle électrique par la tension interne et le facteur de puissance interne et au modèle de pertes fer par les allures des inductions dans l'entrefer, dans les dents statoriques et dans la culasse statorique. Le modèle électrique calcule la résistance du bobinage, ce qui sert pour le calcul des pertes Joule. Les modèles de pertes par effet Joule et fer sont les sources de chaleur du modèle thermique qui prédit les températures des composants. Ces températures sont des entrées aussi des modèles magnétiques et électriques. Le modèle magnétique se sert de la température des aimants permanents qui affecte leurs inductions rémanentes par l'expression (III.138). De façon similaire, le modèle électrique utilise les températures de bobinage, dans la partie active et des têtes de bobine, pour calculer leurs résistances par les expressions (III.139) et (III.140). Les auteurs de [BIE98] indiquent que le couplage est réalisé à travers la température des composants, nous réalisons donc ce couplage afin d'obtenir un équilibre entre tous les modèles.

$$Br(T_{aim}) = Br(T_{ref}) \times [1 + \alpha_{Br}(T_{aim} - T_{ref})] \quad (III.138)$$

$$R_{act}(T_{act}) = R_{act}(T_{ref}) \times [1 + \alpha_{Cu}(T_{act} - T_{ref})] \quad (III.139)$$

$$R_{tb}(T_{tb}) = R_{tb}(T_{ref}) \times [1 + \alpha_{Cu}(T_{tb} - T_{ref})] \quad (III.140)$$

Ainsi, cette boucle thermique est mise en évidence par le carré rouge de la *Figure 128*. Elle est résolue par une méthode du point fixe détaillée par [JAN10] et détaillée sur la *Figure 129*.

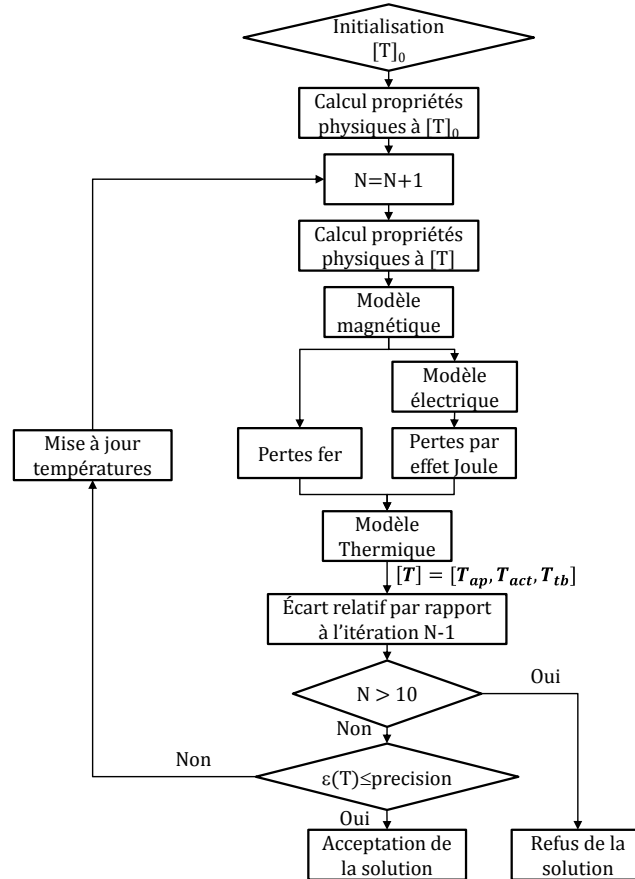


Figure 129 : Organigramme de résolution du couplage des modèles magnétique, électrique et thermique [JAN10]

Après avoir obtenu l'équilibre thermique, nous pouvons ensuite calculer les facteurs de sécurité mécaniques, le coût de la machine, les pertes mécaniques et enfin le rendement de la machine.

III.3.8 Conclusion sur la modélisation analytique du moteur

Nous avons développé un modèle multi-physique de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents. Il est constitué par six domaines : électromagnétique, énergétique, électrique, thermique, mécanique et technico-économique. Le modèle multi-physique a pris en compte divers aspects, étant parmi eux la saturation de tôles magnétiques, l'effet de la haute fréquence sur les pertes Joule, l'effet de l'alimentation MLI sur les pertes fer, le flux thermique axial et la traction mécanique sur les ponts rotoriques. Enfin, tous ces domaines ont été couplés afin d'avoir un équilibre entre eux.

III.4 Comparaison avec le modèle par éléments finis

La section précédente a détaillé le calcul analytique des performances de la machine. Afin de valider ce modèle analytique, ses résultats sont comparés à ceux obtenus par un modèle numérique par éléments finis. Cette section s'intéresse à la validation des modèles électromagnétique, électrique et des pertes fer stator et rotor. Le logiciel FEMM [MEE10] est utilisé pour évaluer les performances électromagnétiques. En revanche, c'est l'outil Flux2D et le modèle *Loss Surface* [GAU05] qui est employé pour calculer les pertes fer.

III.4.1 Machine de référence

Nous présentons d'abord les caractéristiques de la machine de référence. Elle travaille à un courant nominal de $15A_{eff}$ et à une vitesse nominale de 3000 tr/min. La structure est présentée sur la *Figure 130* et ses principales dimensions sont décrites dans le *Tableau XX*.

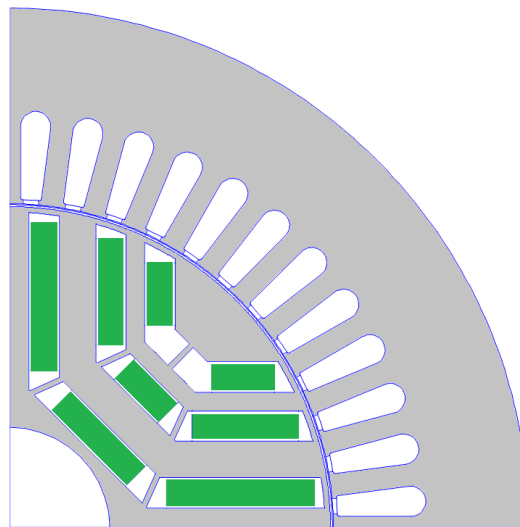


Figure 130 : Machine de référence

Les aimants permanents utilisés sont de type ferrite ($B_r=0,43$ T à 20 °C). Il est aussi important de noter que ces aimants, de couleur verte sur la *Figure 130*, n'ont pas la même épaisseur que les barrières de flux parce que le contact n'est pas parfait. Cependant, cette partie d'air consomme aussi des Ampères-tours. Dans le chapitre II, cela n'a pas été pris en compte car on n'a analysé que les performances de la machine, en plus un modèle par éléments finis aurait besoin d'un maillage très fin dû à l'épaisseur faible et un temps de résolution plus important. Désormais, on prend en compte cette différence d'épaisseur pour faire un modèle analytique plus près de la réalité et donc on les intègre dans les équations du modèle analytique.

Tableau XX : Dimensions géométriques

Grandeur	Valeur
Diamètre externe [mm]	150
Diamètre d'alésage [mm]	94
Diamètre de l'arbre [mm]	30
Entrefer [mm]	0,42
Nombre d'encoches	48
Longueur de fer [mm]	100
Longueur de tête de bobine [mm]	113
Nombre d'encoches	48
Nombre de pôles	4
Nombre de barrières de flux [par pôle]	3
Épaisseur de barrière [mm]	4,25
Épaisseur d'aimant [mm]	4
Type d'aimant	Ferrite

Les sections suivantes présentent les allures des inductions dans l'entrefer, dans les ponts tangentiels et dans le rotor pour deux niveaux de courant. Ensuite les courbes du couple moyen, du facteur de puissance, de la tension et des pertes fer en fonction de l'angle de calage sont traitées pour plusieurs niveaux de courants.

Il est nécessaire de remarquer que le modèle thermique n'est pas intégré dans cette comparaison. Les températures doivent alors être des données d'entrée du modèle analytique. Ainsi, les températures du bobinage utilisées sont celles obtenues pendant les essais (*Tableau XXI*). Les températures des aimants permanents et des têtes de bobine sont considérées égales à la température du bobinage.

Tableau XXI : Température au bobinage

I_{eff} (A)	7,2	13	15	17
T_{bob} [°C]	40	72	90	144

III.4.2 Induction d'entrefer

À partir du système d'équations électromagnétiques, section III.3.1, l'induction d'entrefer $Be(\theta)$ est obtenue. Les *Figure 131* et *Figure 132* comparent l'induction d'entrefer entre le modèle analytique (bleu) et le modèle par éléments finis (rouge). Les courbes en trait continu représentent les inductions d'entrefer et celles en pointillés l'induction d'entrefer fondamentale. La comparaison est réalisée pour un angle de calage de 60° et pour deux niveaux de courant efficace, $7,2 A_{eff}$ et $15 A_{eff}$.

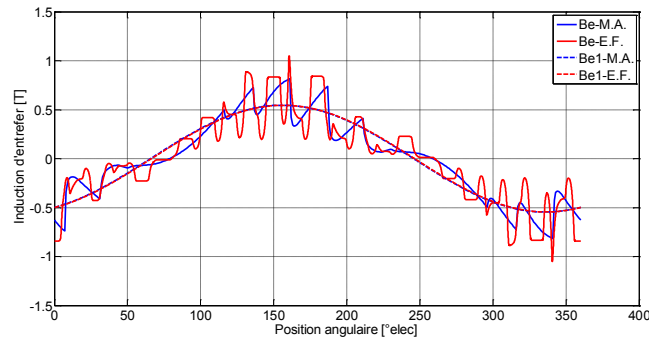


Figure 131 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Allure de l'induction d'entrefer ($I=7,2 A_{eff}$ et $\alpha=60^\circ$)

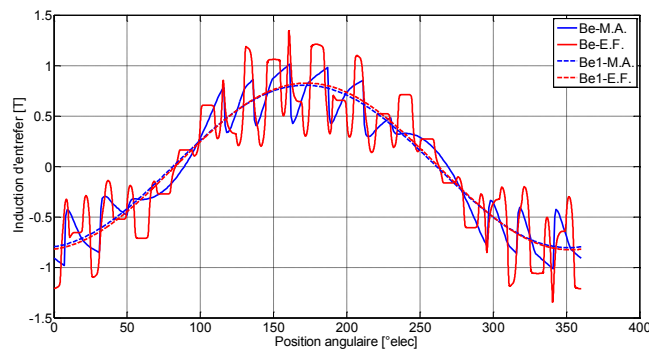


Figure 132 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Allure de l'induction d'entrefer ($I=15 A_{eff}$ et $\alpha=60^\circ$)

Les valeurs maximales des inductions fondamentales sont 0,54 T et 0,82 T pour respectivement $7,2 A_{eff}$ et $15 A_{eff}$. Les deux figures mettent en évidence un bon comportement des courbes d'induction d'entrefer calculées par le modèle analytique pour deux niveaux de courant, à faible courant ($7,2 A_{eff}$) quand la saturation du matériau est légère et à fort courant ($15 A_{eff}$) quand la saturation est plus importante.

III.4.3 Induction des ponts tangentiels

Pour récupérer l'induction dans les ponts tangentiels nous traçons une courbe qui passe au milieu des tous les ponts tangentiels, flèche rouge sur la *Figure 133*. Une barrière de flux contient deux ponts tangentiels, comme la machine de référence à 3 barrières, elle possède donc 6 ponts tangentiels. Nous pouvons alors comparer les inductions des six ponts ensemble grâce aux *Figure 134* et *Figure 135*. Cette comparaison est réalisée pour deux niveaux de courant, $7,2 A_{eff}$ et $15 A_{eff}$ à un angle de calage de 60° . Sur les figures nous notons les positions angulaires de chaque pont tangentiel : $[7^\circ ; 19^\circ]$, $[31^\circ ; 44^\circ]$, $[50^\circ ; 64^\circ]$, $[116^\circ ; 130^\circ]$, $[136^\circ ; 149^\circ]$ et $[161^\circ ; 173^\circ]$.

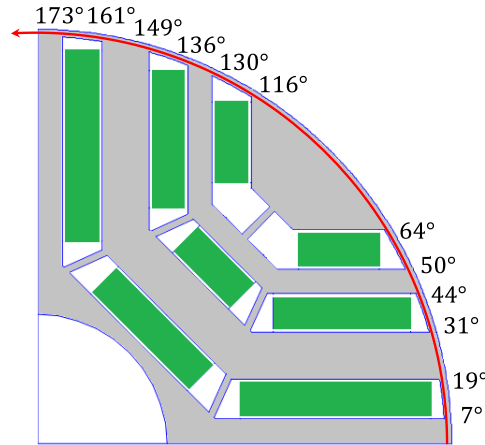
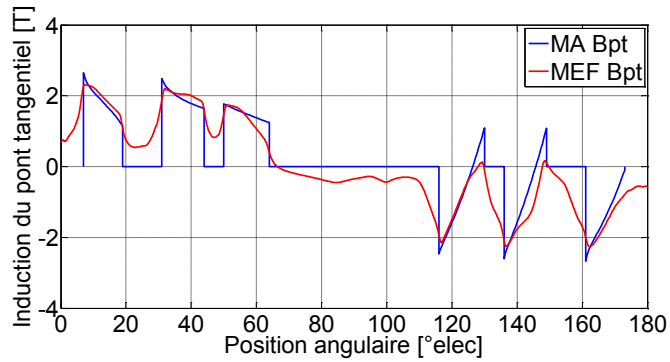
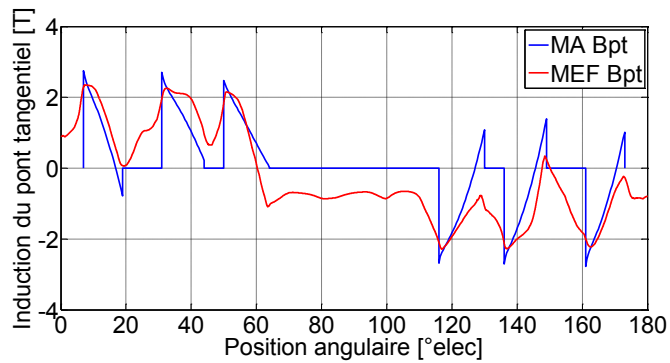


Figure 133 : Repère des ponts tangentiels

Figure 134 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Induction du pont tangentiel avec la courbe B-H ($I=7,2 A_{eff}$, $\alpha=60^\circ$)Figure 135 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Induction du pont tangentiel avec la courbe B-H ($I=15 A_{eff}$, $\alpha=60^\circ$)

La Figure 134 montre que les ponts tangentiels peuvent avoir une forte saturation, même si le niveau de courant est faible. Cette saturation affecte l'induction d'entrefer et les performances de la machine, ce qui a été expliqué au chapitre II. La comparaison des courbes permet de conclure que le modèle analytique présente une bonne précision pour les 6 ponts tangentiels.

III.4.4 Inductions dans le rotor

Les inductions dans les dents rotoriques sont récupérées le long de leurs chemins moyens, flèches bleues et rouges sur la *Figure 136*. Le moteur possède 3 barrières de flux, alors il y aura 3 dents rotoriques. Les inductions relevées des modèles éléments finis et analytiques sont illustrées par les *Figure 137* et *Figure 138* pour deux niveaux de courant, $7,2 A_{eff}$ et $15 A_{eff}$.

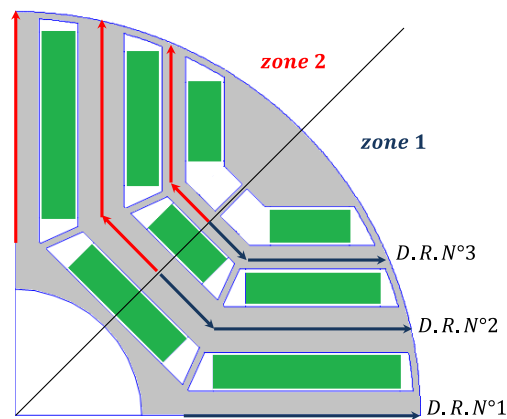


Figure 136 : Chemin suivi par les dents rotoriques

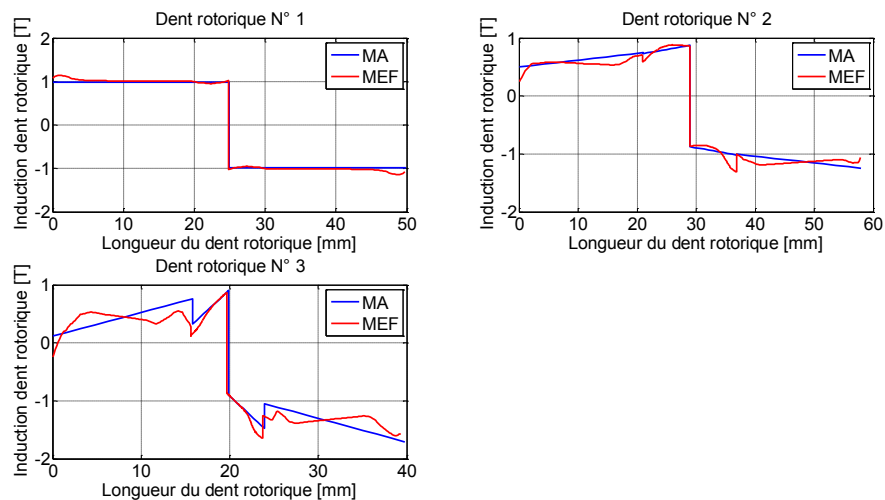


Figure 137 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Induction des dents rotoriques ($I=7,2 A_{eff}$ et $\alpha=60^\circ$)

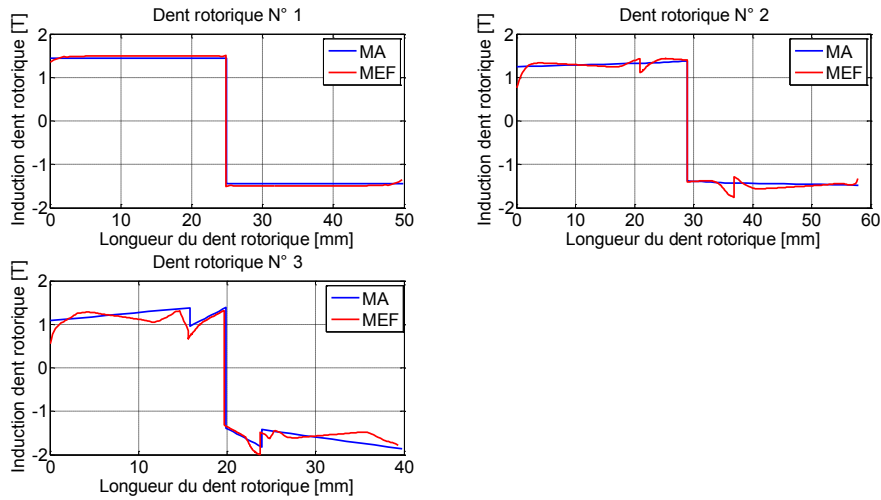


Figure 138 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Induction des dents rotoriques ($I=15 A_{eff}$ et $\alpha=60^\circ$)

Sur chaque figure, la longueur totale de la dent rotorique est divisée en deux parties, la zone 1 et la zone 2, comme l'indique la *Figure 136*. C'est pour cela que nous voyons un changement de signe dans toutes les figures. La longueur de la dent rotorique 1 est de 25 mm, la partie centrale est négligée. La dent rotorique 2 a une longueur radiale de 21 mm et une longueur centrale de 7,91 mm. Enfin, la dent 3 a une longueur radiale de 15,9 mm et une longueur centrale de 4,1 mm.

Lorsque le courant est augmenté de $7,2 A_{eff}$ à $15 A_{eff}$, l'induction dans les dents rotoriques augmente aussi. La saturation dans le rotor devient plus importante. Nous pouvons conclure que le modèle analytique a de bons résultats pour toutes les dents rotoriques. Ses courbes sont proches de celles issues des éléments finis.

III.4.5 Couple électromagnétique moyen

La *Figure 139* présente le couple électromagnétique moyen Cem_{moy} en fonction de l'angle de calage α pour plusieurs niveaux de courant. Les courbes du modèle analytique sont tracées en continu et celles du modèle éléments finis en pointillés.

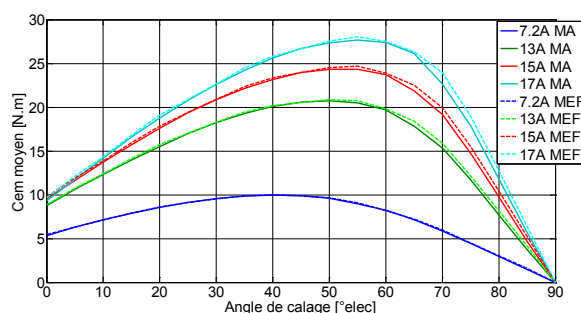


Figure 139 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Couple moyen en fonction de l'angle de calage

Il est à noter que les courbes pour 7,2 A_{eff} sont superposées. Pour les autres niveaux de courant, le modèle analytique est proche du modèle éléments finis sur tous les angles de calage. Le *Tableau XXII* présente les valeurs maximales du couple moyen pour chaque niveau de courant afin de connaître les écarts entre les deux modèles. Les valeurs de cet écart restent autour de 1 %, ce qui valide le modèle analytique pour le calcul du couple électromagnétique.

Tableau XXII : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Valeurs maximales du couple moyen

I_{eff} [A]	7,2	13	15	17
MA – $C_{mov(max)}$ [N.m]	9,98	20,74	24,35	27,67
MEF – $C_{mov(max)}$ [N.m]	9,98	20,87	24,68	28,06
Ecart (%)	0	0,6	0,6	1,3

III.4.6 Facteur de puissance interne

La *Figure 140* montre le facteur de puissance interne ($\cos\varphi$) en fonction de l'angle de calage α pour plusieurs niveaux de courant.

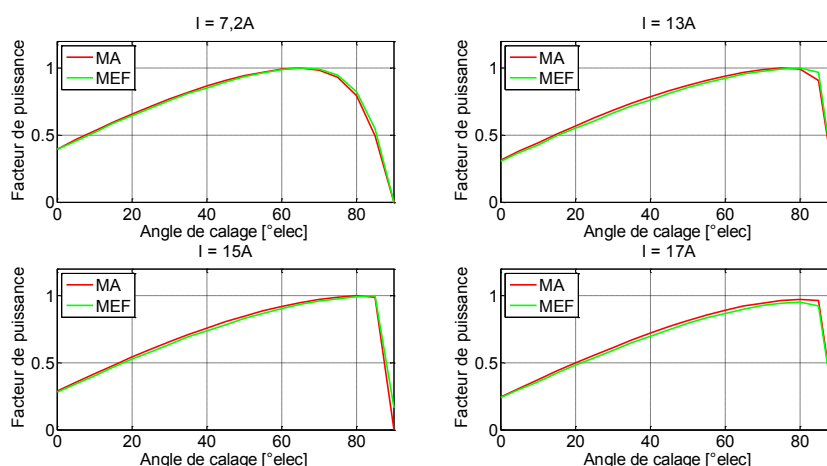


Figure 140 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Facteur de puissance interne en fonction de l'angle de calage

Le facteur de puissance interne pour un calage de 90° est égal à zéro, nous pouvons vérifier que les deux modèles ont cette tendance. Pour $17 A_{eff}$, la valeur maximum du facteur de puissance du modèle analytique est 0,97 et du modèle éléments finis est 0,95, donc l'écart maximum est de 2 %, différence jugée acceptable. Alors, la comparaison des courbes assure le bon comportement du modèle analytique pour le facteur de puissance.

III.4.7 Tension entre phases

La Figure 141 montre la tension efficace entre phases U_{eff} en fonction de l'angle de calage α pour plusieurs niveaux de courant. Pour $7,2 A_{eff}$, $13 A_{eff}$ et $15 A_{eff}$ la vitesse du moteur est fixée à 3000 tr/min, alors que pour $17 A_{eff}$ la vitesse est de 1000 tr/min.

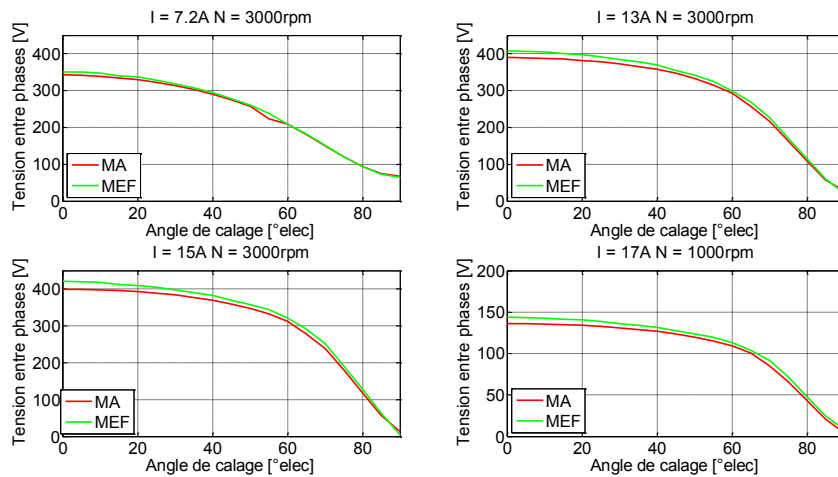


Figure 141 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Tension entre phases en fonction de l'angle de calage

L'écart entre les deux modèles est plus évident aux faibles angles de calages. Le Tableau XXIII présente les valeurs numériques de la tension pour un angle de calage égal à zéro et pour tous les niveaux de courant.

Tableau XXIII : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Valeurs de tension ($\alpha=0^\circ$)

I_{eff} [A]	7,2	13	15	17
MA – U_{eff} [V]	343	389,8	399,7	136,1
MEF – U_{eff} [V]	351,1	407,9	420,6	143,8
Ecart (%)	2,3	4,4	4,9	5,3

Dans le Tableau XXIII nous avons montré l'écart maximum entre les deux modèles. Cependant, les points de fonctionnement de la MSR-AP se situent entre

45° et 80° de l'angle de calage où l'écart entre les modèles est plus faible (*Figure 141*). Le *Tableau XXIV* montre alors les valeurs de la tension pour un angle de calage de 45°.

Tableau XXIV : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Valeurs de tension ($\alpha=45^\circ$)

I_{eff} [A]	7,2	13	15	17
MA – U_{eff} [V]	275,1	346,7	359,6	123,6
MEF – U_{eff} [V]	277,5	354,6	369,8	127,6
Ecart (%)	0,8	2,3	2,7	3,1

Ainsi, l'écart maximal entre les deux modèles est de 3,1 %. Ce qui est acceptable et assure des résultats corrects au niveau de la tension du modèle analytique.

III.4.8 Pertes fer

Les modèles présentés pour estimer les pertes fer au stator et au rotor sont comparé au modèle numérique *Loss Surface* incorporé dans le logiciel Flux2D [GAU05]. Pour comparer les deux modèles, nous alimentons la machine avec un courant triphasé sinusoïdal et nous ne prenons pas compte de l'influence de la MLI. La *Figure 142* trace les pertes fer au stator en fonction de l'angle de calage pour trois niveaux de courant. Alors que la *Figure 143* donne les pertes fer au rotor.

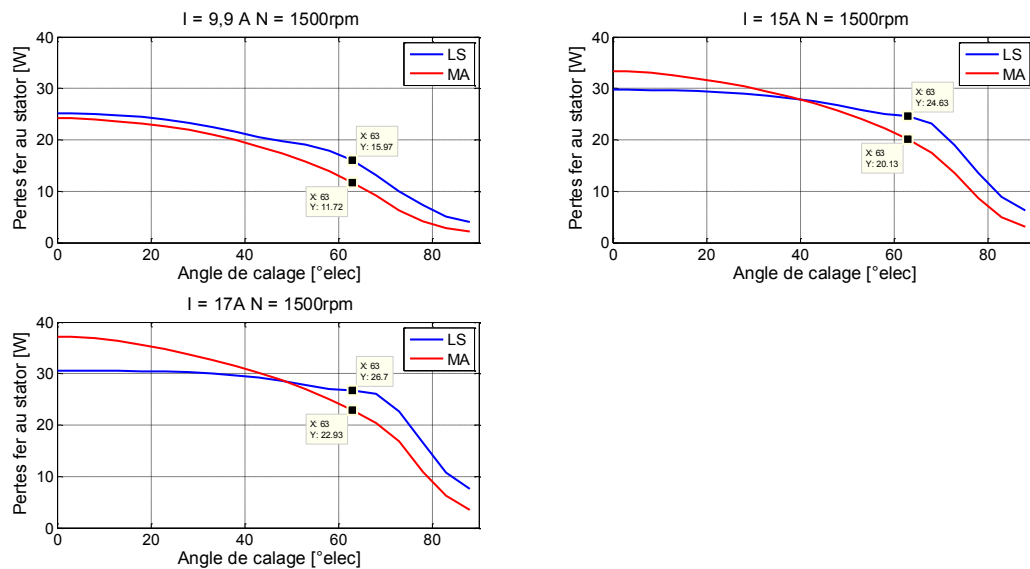


Figure 142 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Pertes fer au stator en fonction de l'angle de calage

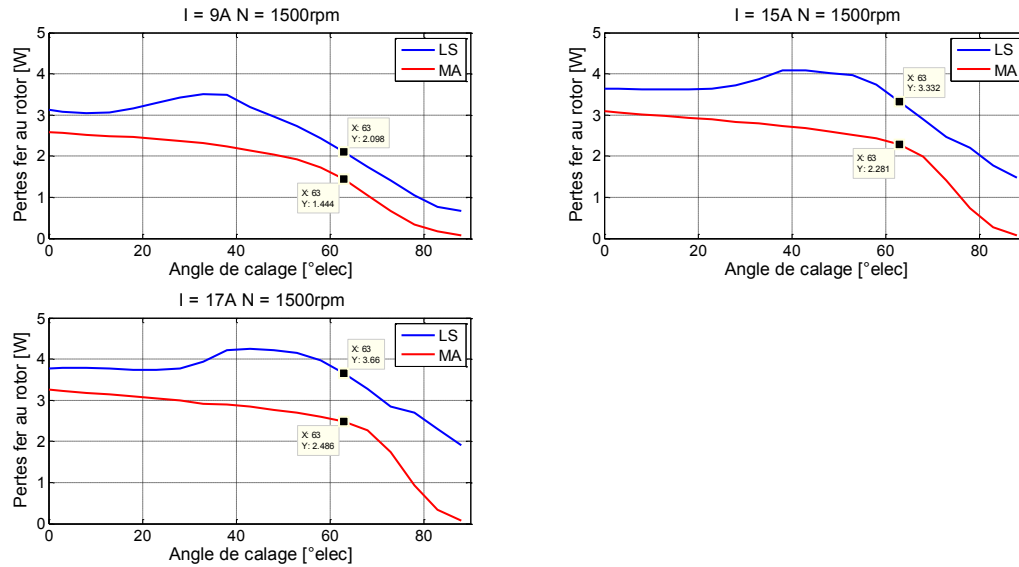


Figure 143 : Comparaison des modèles analytique et éléments finis. Pertes fer au rotor en fonction de l'angle de calage

L'estimation des pertes fer au stator et au rotor du modèle analytique présente une même tendance que celle du modèle *Loss Surface* et surtout pour les angles de calage supérieurs à 50° . Ces valeurs nous intéressent car la MSR-AP fonctionne sur cette zone. Le *Tableau XXV* donne les valeurs numériques des pertes des deux modèles.

Tableau XXV : Comparaison des modèles analytique et *Loss Surfaces*. Pertes fer stator et rotor ($\alpha=63^\circ$)

I_{eff} [A]	9	15	17
MA – $P_{fer\ stator}$ [W]	11,72	20,13	22,93
LS – $P_{fer\ stator}$ [W]	15,97	24,63	26,70
Ecart (%)	26,6	18,3	14,1
MA – $P_{fer\ rotor}$ [W]	1,44	2,28	2,48
LS – $P_{fer\ rotor}$ [W]	2,10	3,33	3,66
Ecart (%)	31,1	31,5	32

Ces écarts peuvent être dus à divers facteurs. Le modèle analytique considère une induction uniforme dans les dents statoriques et dans la culasse statorique. Un modèle numérique peut calculer chaque partie de la dent et de la culasse de façon locale. Les variations d'induction génèrent plus de pertes fer.

Malgré le niveau des écarts, le modèle analytique de pertes fer est valide et il reste intéressant à l'intégrer dans un modèle multi-physique grâce à sa rapidité par rapport au modèle numérique.

III.4.9 Conclusion de la validation par éléments finis

Les précédents résultats valident la précision du modèle analytique pour calculer les diverses performances de la MSR-AP, comme le couple électromagnétique moyen, le facteur de puissance et la tension entre phases. Le temps de calcul du modèle magnétique est proche de 15 s pour chaque point de fonctionnement (I, α) . Alors que le modèle par éléments finis doit réaliser au minimum 4 calculs statiques pour avoir une bonne précision du couple moyen, vu au chapitre II, son temps de calcul est autour de 120 s.

Le modèle de pertes fer a été confronté à un modèle numérique. Il présente un écart maximal de 26,6 % pour le stator et de 32 % pour le rotor. Malgré ces écarts, les tendances des courbes sont similaires. Par conséquent le modèle des pertes fer est gardé dû à son temps de calcul presque négligeable par rapport au modèle *Loss Surface*.

Enfin, toutes les comparaisons faites garantissent la bonne précision du modèle analytique. On peut donc ajouter le modèle analytique thermique afin de compléter le modèle multi-physique. On propose alors de comparer le modèle multi-physique aux essais eux aussi multi-physiques.

III.5 Validation par maquetage – Résultats d'essais

Dans cette section, le modèle analytique multi-physique est comparé à des essais réalisés sur un prototype de moteur. La géométrie du moteur est la même que celle décrite dans la section précédente. Les courbes du couple utile moyen, du facteur de puissance et de la tension entre phases en fonction de l'angle de calage sont comparées pour plusieurs niveaux de courant.

III.5.1 Résistance électrique

On a fait une mesure à froid de la résistance entre phases. Le *Tableau XXVI* donne les valeurs des résistances entre phases, la valeur moyenne des trois résistances et la température de mesure.

Tableau XXVI : Mesure des résistances du bobinage

Résistance [Ω]					Température
R_{U-V}	R_{U-W}	R_{V-W}	$R_{moy\ ph-ph}$	$R_{moy\ ph}$	[°C]
1,374	1,384	1,398	1,385	0,693	20,4

La résistance de phase calculée à partir du modèle analytique et à la même température de mesure est égale à $0,668 \Omega$. La résistance mesurée est donc 3,7 % plus élevée que la résistance théorique.

III.5.2 Couple moyen

La Figure 144 montre le couple moyen en fonction de l'angle de calage pour plusieurs valeurs de courant. Les courbes du modèle analytique sont en trait continu et les courbes des essais sont représentées par des points. Le Tableau XXVII donne les valeurs maximales du couple moyen pour chaque niveau de courant. Il fournit également l'écart entre les deux valeurs relevées.

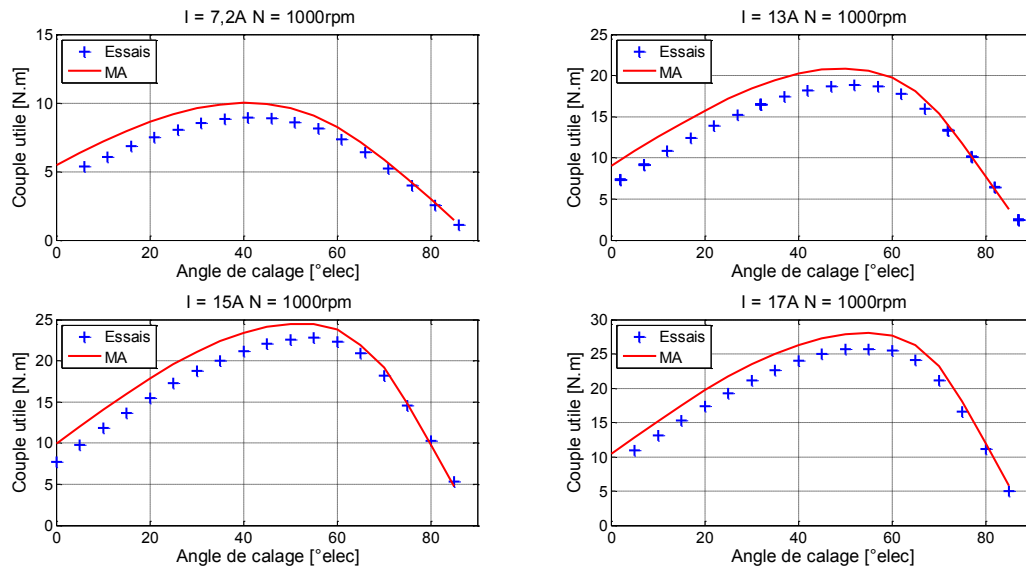


Figure 144 : Validation par essais. Couple moyen en fonction de l'angle de calage

Tableau XXVII : Validation par essais. Valeurs maximales du couple moyen

I_{eff} [A]	7,2	13	15	17
MA – $C_{mov(max)}$ [N.m]	10,01	20,82	24,47	28,07
Essais – $C_{mov(max)}$ [N.m]	8,93	18,87	22,6	25,65
Écart (%)	12,12	10,33	8,27	9,43

Dans le tableau précédent, l'écart pour un faible courant est de 12 %, alors que pour un fort courant il est autour de 9,4 %. Cette erreur du modèle analytique provient d'une estimation du flux supérieure à celui réel (flux d ou flux q), cela

peut être dû à cause de mauvaises caractérisation des aimants (induction rémanente, perméabilité), d'une erreur dans le calcul de températures (l'induction rémanente diminue et le couple aussi lorsque la température des aimants augmente) ou d'une dégradation de la tôle magnétique due au procédé de fabrication du moteur (ses caractéristiques sont inférieures à celles utilisées dans le modèle).

III.5.3 Facteur de puissance

La *Figure 145* compare le facteur de puissance en fonction de l'angle de calage pour plusieurs valeurs de courant.

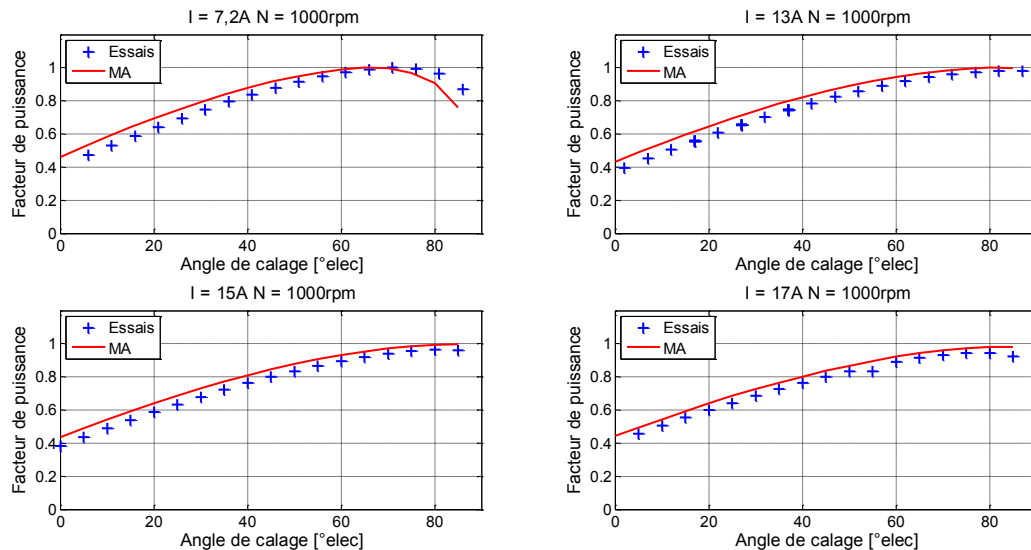


Figure 145 : Validation par essais. Facteur de puissance en fonction de l'angle de calage

Le facteur de puissance calculé par le modèle analytique multi-physique prend en compte l'effet de la résistance au bobinage, ce qui augmente la valeur du facteur de puissance par rapport à sa valeur interne (section III.4.6). Cela conduit à des valeurs de facteur de puissance proche de celles expérimentales. Nous remarquons que les fortes valeurs d'angles de calage ont de valeurs très proches, ce qui nous intéresse car cela correspond à la zone de fonctionnement habituelle. Par conséquent, nous pouvons valider le modèle analytique au niveau du facteur de puissance, malgré la différence aux faibles angles de calage.

III.5.4 Tension entre phases

La *Figure 146* montre la tension efficace aux bornes du moteur (U_{eff}) en fonction de l'angle de calage pour plusieurs niveaux de courant. Le *Tableau XXVIII* donne les valeurs numériques de la tension pour un angle de calage de la zone de fonctionnement habituelle.

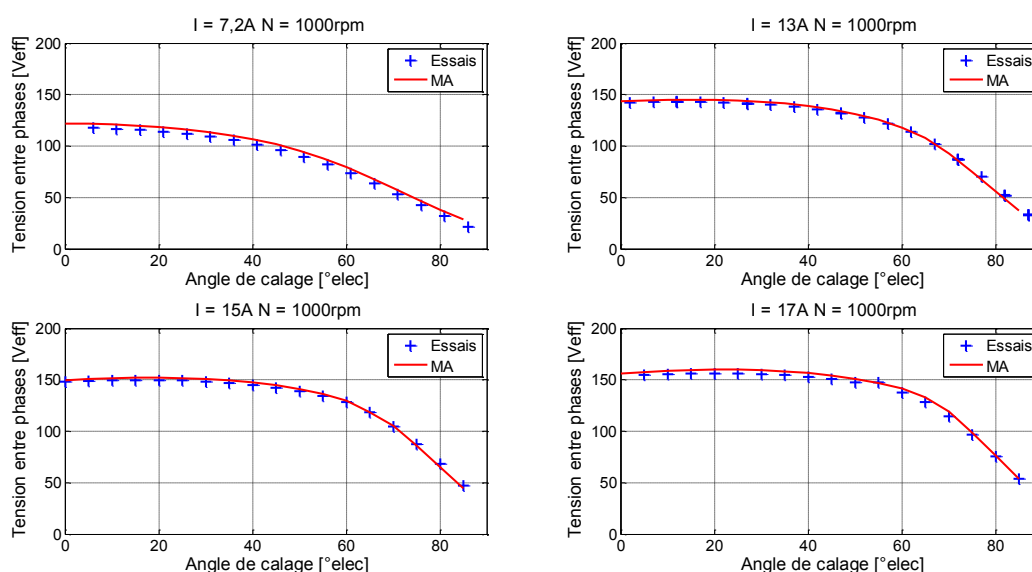


Figure 146 : Validation par essais. Tension entre phases en fonction de l'angle de calage

Tableau XXVIII : Validation par essais. Valeurs de tension

I_{eff} [A]	7,2	13	15	17
Calage [°]	46	47	45	45
MA - U_{eff} [V]	100,5	134	144,7	154,2
Essais - U_{eff} [V]	96	132	142,4	150,8
Ecart (%)	4,7	1,5	1,6	2,2

Les quatre courbes du modèle analytique sont proches de celles des essais. L'écart maximal est de 4,7 %, ce qui représente la bonne estimation de la tension par le modèle analytique.

III.5.5 Rendement

Les courbes du rendement en fonction de l'angle de calage sont relevées sur la *Figure 147*.

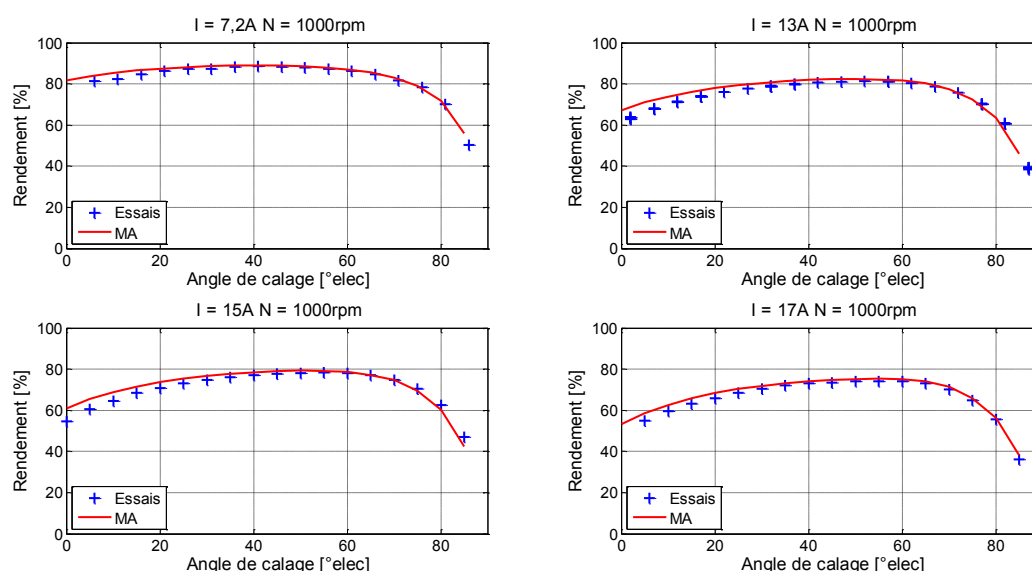


Figure 147 : Validation par essais. Rendement en fonction de l'angle de calage

Nous remarquons un écart entre le modèle analytique et les essais pour les faibles angles de calage. Le modèle est optimiste pour l'estimation du rendement pour les faibles angles de calage. Cependant, pour une optimisation l'objectif est de maximiser le rendement, les angles de calages les plus intéressants sont ceux supérieurs à 45° là où le modèle analytique est le plus précis.

III.5.6 Température du bobinage

La température du bobinage est relevée par trois capteurs pendant les essais, deux capteurs sur les têtes de bobines (avant T_{bob1} et arrière T_{bob3} de la machine) et un capteur au milieu T_{bob2} de la longueur de fer. Les valeurs de l'élévation de température sont présentées sur la *Figure 148*.

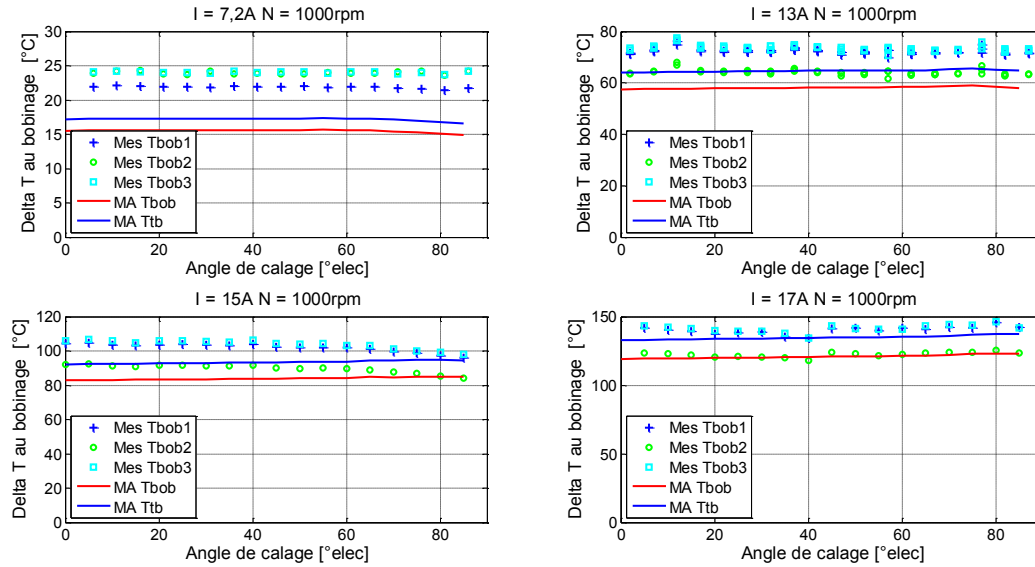


Figure 148 : Validation par essais. Température du bobinage en fonction de l'angle de calage

Le modèle analytique possède deux valeurs : une valeur pour la température du bobinage (T_{bob}) et une valeur pour la température des têtes de bobines (T_{tb}), car l'hypothèse du modèle thermique a été la symétrie axiale de la machine, ce qui est valable puisque les valeurs mesurées pour T_{bob1} et T_{bob3} sont égales.

Nous nous rendons compte de l'écart entre le modèle analytique et les essais pour les faibles courants. Cet écart diminue quand le courant augmente. La valeur nominale de la machine étant de $15 \text{ A}_{\text{eff}}$, leurs températures sont correctes. Une remarque intéressante est que l'écart de température entre les têtes de bobines et le milieu prédit par le modèle analytique est identique aux celui des essais.

III.5.7 Conclusion de la validation par maquetage

Le modèle analytique a été validé par des essais sur un prototype de moteur. Avec les écarts de températures, nous pouvons conclure que les valeurs mesurées pour le couple moyen sont inférieures à celles du modèle analytique, car les aimants chauffent plus et leur induction rémanente diminue. Une autre explication est qu'il existe une détérioration des propriétés magnétiques dans les tôles, donc la courbe B-H fournie en entrée du modèle analytique est supérieure à celle réelle. Les points de fonctionnement de la MSR-AP étant pour des angles de calage entre 45° et 80° , le modèle analytique, dans cet intervalle, a une bonne précision au niveau du couple, du facteur de puissance, de la tension et du rendement.

III.6 Étude du pilotage sans capteur de position

Dans le chapitre I, nous avons expliqué l'importance de pouvoir piloter la MSR-AP sans capteur de position. La technique adoptée est l'injection des signaux à hautes fréquences, dont sa fiabilité et sa précision dépendent des inductances incrémentales pour un point de fonctionnement [BIA07]. Nous avons expliqué une méthodologie pour son calcul avec un modèle par éléments finis. Le modèle analytique doit donc obtenir les mêmes réponses. Pour cela, nous réalisons la même procédure avec notre modèle analytique.

III.6.1 Machine de référence

Nous rappelons la machine utilisée dans la section II.9 en *Figure 149*. Elle possède un diamètre extérieur de 165 mm, 4 pôles et 3 barrières de flux par pôle.

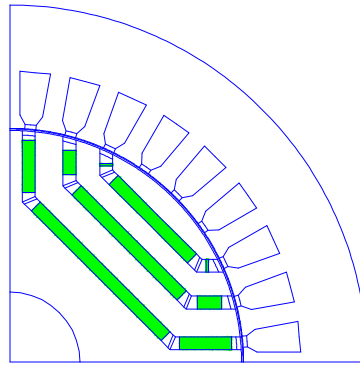
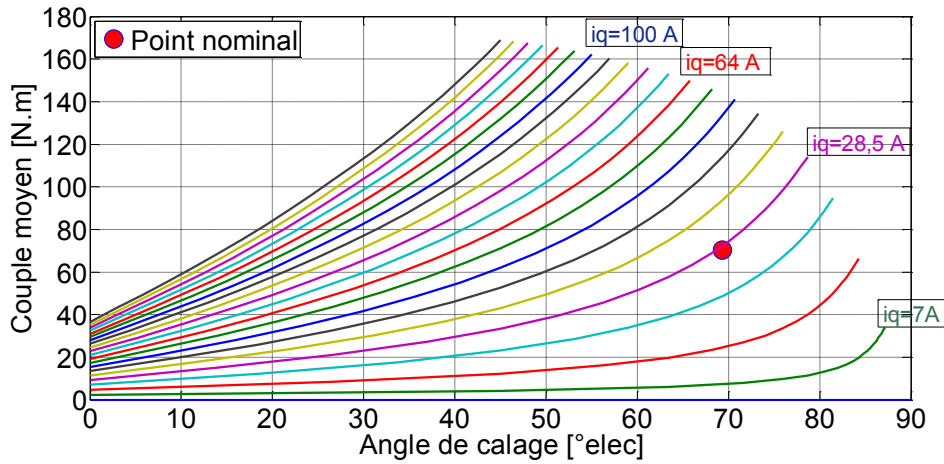


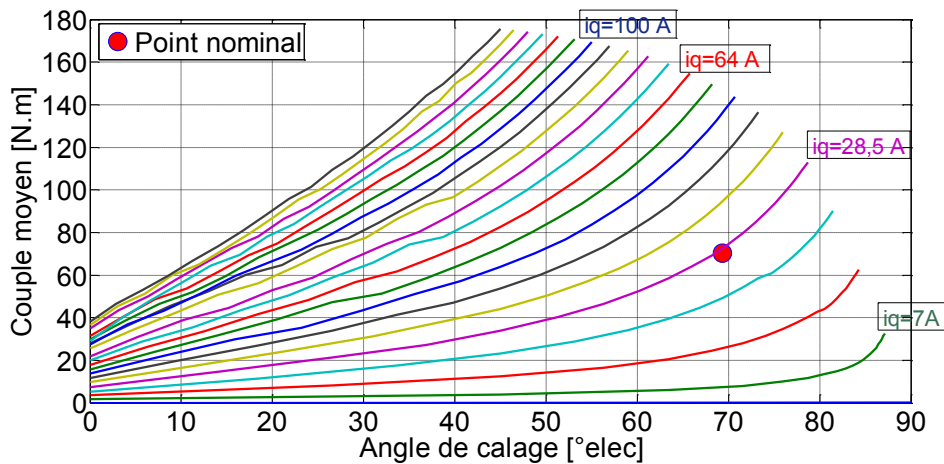
Figure 149 : Machine de référence pour le pilotage sans capteur de position

III.6.2 Validation du modèle analytique

La *Figure 90* rappelle les résultats obtenus avec le modèle par éléments finis (voir section II.9.4). Il s'agit du couple moyen en fonction de l'angle de calage où chaque courbe est à i_q constant. Le point rouge représente le point nominal de la machine.

Figure 150 : Couple moyen en fonction de l'angle de calage pour $i_q = \text{cst}$ – MEF

La Figure 151 présente les mêmes courbes de couple calculées par le modèle analytique électromagnétique.

Figure 151 : Couple moyen en fonction de l'angle de calage pour $i_q = \text{cst}$ – MA

La comparaison entre les Figure 90 et Figure 151 assure une précision assez correcte du modèle analytique pour le calcul du couple moyen.

Nous affichons ensuite les points de fonctionnement possibles d'être pilotés sans capteur de position obtenus par le modèle éléments finis, c'est-à-dire où le rapport de saillance différentielle est supérieur à 1 (voir les sections I.5.3 et II.9.4).

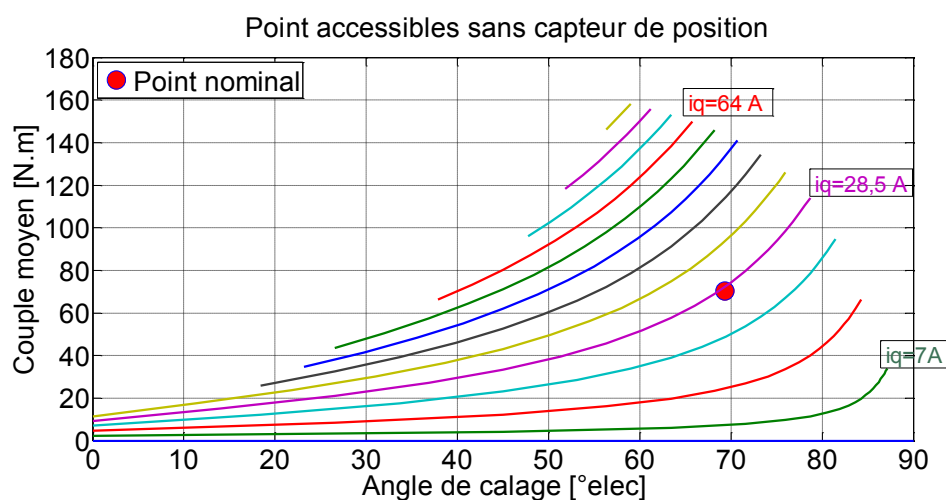


Figure 152 : Point accessibles pour un pilotage sans capteur de position - MEF

La Figure 153 donne les points accessibles pour un pilotage sans capteur de position calculés par le modèle analytique.

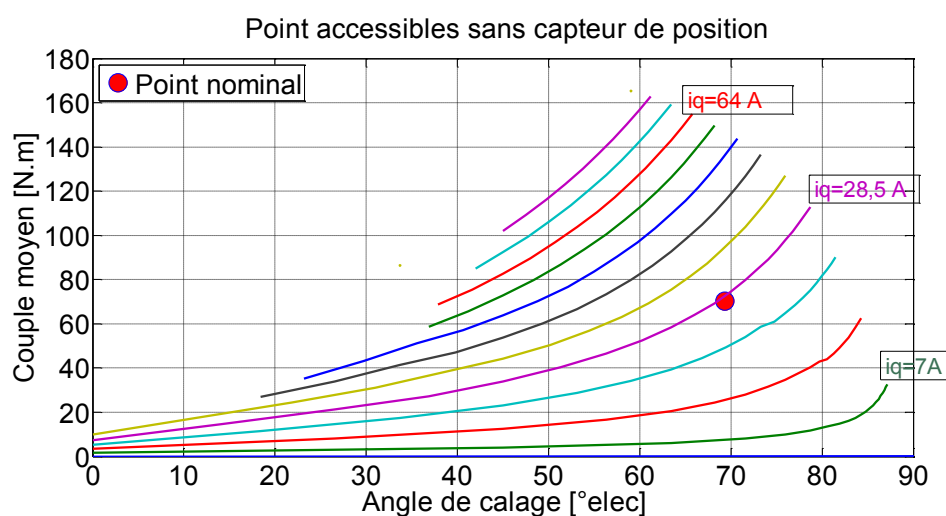


Figure 153 : Point accessibles pour un pilotage sans capteur de position – MA

Si nous comparons les Figure 91 et Figure 153 la restriction des points est similaire, sauf les courbes à i_q élevés, le modèle analytique accepte quelques points en raison qu'il considère que L'_q n'a pas suffisamment diminué par la saturation. Cela peut être une limite du modèle analytique car les courbes calculées précédemment ont un très fort niveau de saturation, elles sont éloignées du point nominal (point rouge).

III.6.3 Conclusion du pilotage sans capteur

Les résultats du modèle analytique ont été confrontés à ceux des éléments finis. Les deux modèles ont obtenus des points de fonctionnement qui peuvent être pilotés sans capteur de position. Enfin, les points accessibles pour un pilotage sans capteur de position trouvés par le modèle analytique sont très proches de ceux trouvés par le modèle par éléments finis.

La condition pour assurer le pilotage sans capteur est avoir un rapport de saillance différentiel supérieur à 1. Cette valeur peut être augmentée si nous voulons avoir une marge de sécurité sur cette contrainte.

III.7 Conclusion

Nous avons présenté le modèle analytique multi-physique d'un système onduleur-machine. Pour l'onduleur, nous avons proposé des modèles, énergétiques, thermiques et technico-économique, simples à mettre en œuvre dans une routine d'optimisation. Par conséquent, le modèle de l'onduleur est capable de calculer le rendement pour un point de fonctionnement et surtout le coût du module électronique en fonction de son calibre qui sera traité comme une variable discrète lors d'une optimisation.

Nous avons développé en détail tous les modèles analytiques de la MSR-AP (magnétique, électrique, énergétique, thermique, mécanique et technico-économique). Le modèle multi-physique construit s'adapte à la variation de paramètres principaux identifiés au chapitre II, comme le nombre de pôles et le nombre de barrières de flux. Cela sera un avantage afin de traiter diverses topologies de MSR-AP. Le modèle magnétique a été comparé à un modèle numérique par élément finis, en obtenant des écarts très faibles au niveau du couple, du facteur de puissance et de la tension entre phases. Les courbes du modèle de pertes fer suivent la même tendance que celles du modèle numérique. L'avantage du modèle analytique de pertes fer est sa rapidité par rapport au modèle numérique. Le modèle multi-physique a aussi été validé par des essais sur un prototype de moteur. Le modèle analytique étant d'abord validé par le modèle par élément finis, les écarts entre les essais et le modèle analytique au niveau du couple sont en raison d'un effet 3D aux extrémités axiales ou une détérioration des propriétés magnétiques des matériaux.

Nous avons réalisé la démarche pour trouver les points accessibles pour un pilotage sans capteur de position avec un modèle analytique. Les résultats ont été similaires à ceux donnés par le modèle par éléments finis. Par conséquent, le

modèle analytique est fiable pour vérifier la condition d'utilisation de la technique de pilotage sans capteur de position.

Les bons résultats du modèle analytique multi-physique permettent de l'utiliser pour une conception précise d'un moteur avec un temps de calcul réduit par rapport à un modèle par éléments finis. Ce modèle analytique peut alors être utilisé dans une procédure d'optimisation pour les futures applications.

Chapitre IV : Mise en œuvre de la conception par optimisation

Table des matières

Chapitre IV : Mise en œuvre de la conception par optimisation ... 169

IV.1 Introduction	170
IV.2 Conception optimale	171
IV.2.1 Algorithmes déterministes.....	171
IV.2.2 Algorithmes stochastiques	172
IV.2.3 Discussion	172
IV.3 Description du problème d'optimisation.....	173
IV.3.1 Cahier des charges 1 – Gamme industrielle.....	173
IV.3.2 Cahier des charges 2 – Traction électrique	174
IV.3.3 Synthèse du problème d'optimisation.....	180
IV.3.4 Conclusion.....	182
IV.4 Méthode et démarche d'optimisation.....	182
IV.4.1 Algorithme d'évolution différentielle	183
IV.4.2 Application à plusieurs points de fonctionnement.....	187
IV.4.3 Conclusion.....	194
IV.5 Résultats des optimisations	194
IV.5.1 Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1	194
IV.5.2 Optimisation mono-objectif du cahier des charges 2.....	197
IV.5.3 Optimisation mono-objectif des cahiers des charges 1 et 2	201
IV.5.4 Optimisation bi-objectif	205
IV.6 Évaluation des gains technico-économiques.....	209
IV.7 Conclusion.....	210

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente le dimensionnement d'un système onduleur-moteur à partir d'un algorithme d'optimisation, afin de proposer le système le mieux adapté à la problématique posée et aux objectifs fixés. Nous expliquons tout d'abord la formulation mathématique d'un problème d'optimisation et le choix d'un algorithme de résolution de ce problème selon sa classification principale entre algorithmes déterministe et stochastiques.

Ensuite nous présentons et nous développons les cahiers des charges de deux applications : une industrielle et une autre de traction électrique. Cette dernière est constituée de plusieurs points de fonctionnement, ainsi nous présenterons plus en détail la définition de tous ces points. Les performances attendues de ces deux applications seront listées afin de les situer dans un problème d'optimisation. D'autre part, nous détaillerons l'approche originale de ces travaux consistant à optimiser conjointement les deux applications.

Après avoir défini les applications, il sera expliqué les définitions de l'algorithme d'optimisation choisi. Cette partie explique notamment la méthodologie à utiliser quand on est confronté à un problème comportant plusieurs points de fonctionnement.

Pour en revenir aux problèmes d'optimisation de cette thèse, nous proposons de traiter trois optimisations mono-objectifs et une optimisation bi-objectif. Les résultats seront ensuite donnés et une comparaison entre les performances de ces quatre optimisations sera réalisée.

Enfin, les solutions obtenues seront comparées vis-à-vis d'une solution industrielle existante.

IV.2 Conception optimale

Nous allons réaliser l'étape de dimensionnement d'un système onduleur-moteur respectant un cahier des charges au moyen d'une routine d'optimisation. Ce type de problème a été abordé par plusieurs chercheurs [JAN10][HAG14][BRI07]. Il convient de définir en premier lieu le problème d'optimisation de manière mathématique. Celui-ci est donné par l'expression (III.128).

$$\text{Optimisation} \begin{cases} \min F(x) = [f_1(x) \quad \dots \quad f_p(x)] \\ x_k^{\min} \leq x_k \leq x_k^{\max} \quad k = 1, \dots, n \\ \text{s. c.} \\ g_i(x) \leq 0 \quad i = 1, \dots, l \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Le vecteur $x_k = (x_1, \dots, x_n)$ de dimension n représente les variables d'optimisation. Elles sont bornées par leurs valeurs extrêmes x_k^{\min} et x_k^{\max} .

Le but de l'optimisation est de minimiser une fonction objectif désignée par $F(x)$, celle-ci est composée de p objectifs, ainsi pour une optimisation mono-objectif $p=1$ et pour une optimisation bi-objectif $p=2$.

Le processus d'optimisation est réalisé sous contraintes d'inégalités « inférieur ou égal » $g_i(x) \leq 0$, celles-ci plus adaptées à un problème d'électrotechnique, par conséquent la contrainte d'égalité n'est pas écrite.

Dans le domaine de la conception de machines, une classification des variables en trois types se prête bien aux problèmes généralement rencontrés : géométriques (diamètre extérieur, diamètre d'alésage, entrefer, etc.), type de matériaux (aimant, cuivre, aluminium, etc.), électriques (courant et angle de calage). Les objectifs et les contraintes sont définis par le cahier de charges. Ils peuvent être le rendement, le coût des matières premières, les pertes totales, le facteur de puissance, le volume, etc. Nous analyserons l'ensemble de ces définitions dans les sections à venir.

Avant cela, il est indispensable de connaître comment résoudre ce problème d'optimisation. Pour cela, nous proposons de lister les types d'algorithmes existants. Ces algorithmes se divisent en deux grandes familles : les algorithmes déterministes et les algorithmes stochastiques.

IV.2.1 Algorithmes déterministes

Les algorithmes déterministes se caractérisent par leur rapidité. Ces algorithmes nécessitent la connaissance ou le calcul des dérivées des fonctions

objectifs et des contraintes. Ce qui dans notre cas peut s'avérer difficile du fait de la construction des différents modèles. D'autre part, la réponse au problème dépend fortement du point initial, ce qui peut entraîner une solution correspondant à un minimum local.

IV.2.2 Algorithmes stochastiques

Les algorithmes stochastiques évaluent initialement plusieurs points, ceux qui évoluent à l'aide de divers critères d'estimation jusqu'à converger vers le minimum global. Parmi les plus connus, nous citons : algorithme à évolution différentielle, krigeage, essais particuliers, les colonies de fourmis, etc. Leur inconvénient est le temps total dû au grand nombre d'évaluations de la fonction objectif.

Les algorithmes évolutionnaires, [ROU04], créent une famille de points, appelée population. Ils cherchent à faire évoluer à chaque itération les éléments qui forment cette population. Pour cela, ils utilisent des opérateurs de croisement et de mutation. Ils sont adaptés aux problèmes multi-physiques et surtout à plusieurs variables. Un type d'algorithme évolutionnaire parmi les plus connus est l'algorithme génétique.

Le krigeage [LED12][GIN09], quant à lui crée une population initiale, ensuite il génère des nouveaux points à partir des estimations stochastiques des fonctions objectifs. Il est souvent utilisé pour optimiser les fonctions coûteuses, car il réduit le nombre d'évaluations de la fonction objectif. Pour un même point initial, il converge vers la même réponse, ce qui peut être un risque obtenir un minimum local. L'inconvénient est qu'il n'est pas adapté à une optimisation multi-objectif.

IV.2.3 Discussion

Les différents algorithmes ont des avantages et des inconvénients, il faut souvent réaliser un compromis entre la rapidité et la précision. Nous devons tenir compte que les problèmes en électrotechnique possèdent des fonctions objectifs délicates et complexes à exprimer analytiquement et avec généralement de nombreux minimums locaux. Nous décidons d'utiliser les algorithmes stochastiques car ils gèrent bien les problèmes à plusieurs minimums locaux. Parmi ces types d'algorithmes, l'algorithme d'évolution différentielle a déjà prouvé qu'il était bien adapté aux problèmes d'optimisation en électrotechnique [JAN10][GUT12] [ROU04].

IV.3 Description du problème d'optimisation

Dans cette partie, nous allons décrire les applications à réaliser. Il s'agit de dimensionner deux systèmes onduleur-moteur pour deux applications différentes. La première est dite « industrielle » et la seconde correspond à de la traction électrique. Nous aborderons d'abord séparément les détails de chaque cahier des charges, puis nous définirons le problème d'optimisation à réaliser.

IV.3.1 Cahier des charges 1 – Gamme industrielle

L'application industrielle est pour un régime de fonctionnement à vitesse fixe, où il s'agit d'un unique point de fonctionnement. Le cahier des charges est détaillé dans le *Tableau XXIX*.

Tableau XXIX : Cahier des charges de l'application industrielle

Point de fonctionnement : 95,5 N.m, 3000 tr/min	
Définition de la machine	Performances
<ul style="list-style-type: none"> – Refroidissement par ventilation – Tôle M400-50 – Aimant Ferrite ($B_r=0,43$ T à 20 °C) – Jeu de montage aimant/tôle : $e_{\text{cont}} = 0,2$ mm – Diamètre extérieur fixe : $D_{\text{ext}} = 200$ mm – Longueur du fer : $L_{\text{fer}} \leq 240$ mm 	<ul style="list-style-type: none"> – Rendement minimum : $\eta_{\text{min}} = 94,41$ % (niveau du IE4) – Facteur de puissance minimal : $FP_{\text{min}} = 0,9$ – Tension maximale : $U_{\text{max}} = 365$ V_{eff} – Température au bobinage : $T_{\text{bob}} < 155$ °C – Température composant électronique : $T_{\text{int}} < 140$ °C – Démagnétisation des aimants : $I_{\text{moteur}} = 2I_{\text{nom}}$, $H_{\text{AP}} < H_{\text{cJ}}$ – Pilotage sans capteur de position : $\tau'_{\text{saill}} \geq 1,3$

Le cahier des charges ne demande pas un couple élevé, donc le type d'aimant le mieux adapté est la ferrite. Nous devons prendre en compte le jeu de montage entre l'aimant et la tôle (épaisseur de contact) expliqué à l'annexe I. Il existe aussi des impératifs industriels dans la définition de la machine : le type de refroidissement et l'encombrement à respecter. Le type de refroidissement sera par ventilation. Pour l'encombrement, le diamètre extérieur du moteur et la valeur maximale de sa longueur du fer sont fixés afin d'utiliser un carter industriel standard.

Dans les performances, il est demandé d'obtenir un rendement minimal de niveau IE4 correspondant à la norme IEC60034-30-1 [IEC14]. Le facteur de puissance, la tension du moteur et les températures du bobinage et des composants électroniques ont des valeurs limites bornées par des contraintes.

Nous devons aussi vérifier la non-démagnétisation des aimants dans le cas où le courant du moteur est égal à deux fois le courant nominal. Alors, dans cette condition les champs dans les aimants ne doivent pas dépasser la valeur de champ coercitif intrinsèque de la polarisation (H_{cJ}).

Pour cette application la technique du pilotage sans capteur de position est adoptée. Le critère à respecter pour utiliser cette technique, cité au chapitre I, est d'avoir un rapport de saillance différentielle τ'_{saill} supérieur à 1. Pour des raisons industrielles, nous prenons une marge de sécurité par rapport à la valeur minimale. La valeur minimale choisie pour ce rapport est donc 1,3.

IV.3.2 Cahier des charges 2 – Traction électrique

La seconde application traitée est de traction électrique. Elle est par nature considérée comme étant à vitesse variable, elle est par conséquent définie par plusieurs points de fonctionnement. Ces points sont définis par un cycle de conduite issu de [DAG13]. Avant de citer le cahier de charges, il nous semble nécessaire de détailler ce cycle de conduite.

IV.3.2.1 Cycle de conduite

Le cycle est représenté pour un ensemble de points de vitesse du véhicule en fonction du temps afin d'évaluer la consommation de carburant et les émissions de gaz polluants. Le premier cycle de référence a été le NEDC (*New European Driving Cycle*) [WIK01]. Cependant, ce cycle ne représentait pas totalement les conditions réelles de conduite. Les constructeurs d'automobiles ont alors adopté le cycle Artemis, il est mieux adapté aux conditions réelles de conduite.

Depuis 2014, la procédure d'essai mondiale harmonisée pour les voitures particulières et véhicules utilitaires légers (WLTP) a été mise en place. Elle est composée des cycles de conduite automobile (WLTC).

La procédure est constituée de trois cycles qui sont fonction de la classe du véhicule défini par sa puissance massique P_m correspondant au rapport entre la puissance et la masse du véhicule testé.

- Classe 1 : véhicules à faible puissance avec $P_m \leq 22$;
- Classe 2 : véhicules avec $22 < P_m \leq 34$;
- Classe 3 : véhicules à puissance élevée avec $P_m > 34$.

Nous nous intéressons dans ces travaux aux véhicules de la classe 3. La *Figure 154* montre le profil de vitesse du véhicule en km/h divisé en quatre phases de vitesse : *low*, *medium*, *high* et *extra high*.

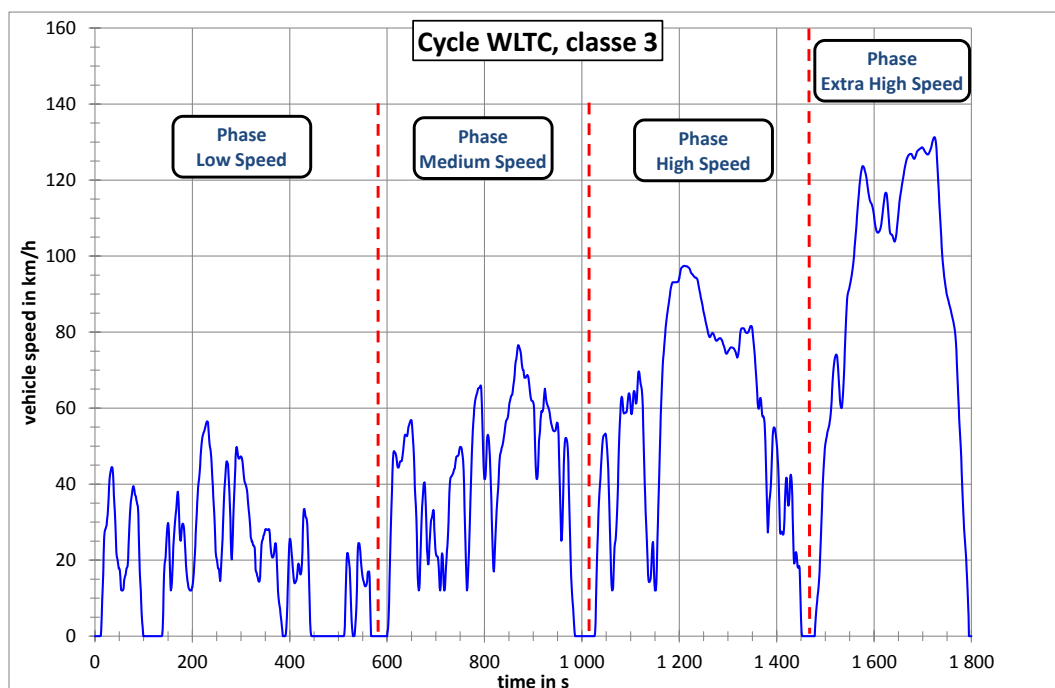


Figure 154 : Cycle WLTC, véhicule classe 3 [WLT12]

L'application proposée est concernée pour la phase High Speed. La *Figure 155* met en avant le profil de vitesse de la machine en tr/min en fonction du temps.

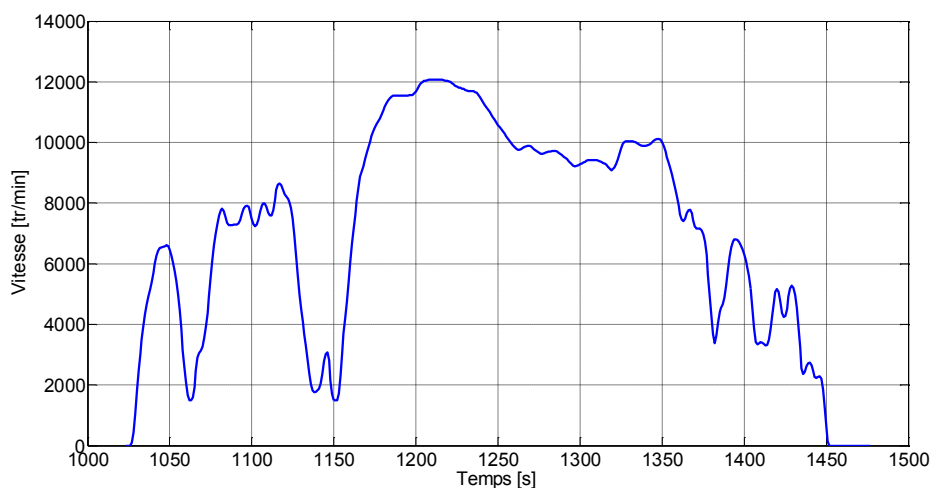


Figure 155 : Vitesse en fonction du temps (Cycle WLTC, classe 3, high speed)

Afin d'avoir les données pour caractériser un point de fonctionnement, les mesures du couple en bout d'arbre de la machine sont aussi présentées sur la *Figure 156*.

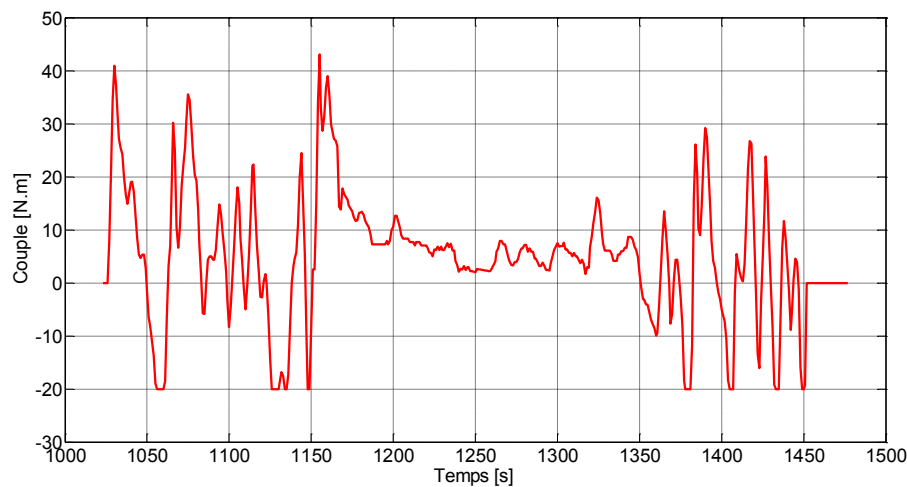


Figure 156 : Couple en bout d'arbre de la machine en fonction du temps (Cycle WLTC, classe 3, *high speed*)

Le fonctionnement qui nous intéresse est en mode moteur (couple positif). Ainsi, pour une meilleure compréhension des points de fonctionnement du moteur électrique, ces derniers sont alors représentés sur la *Figure 157* dans le plan couple – vitesse.

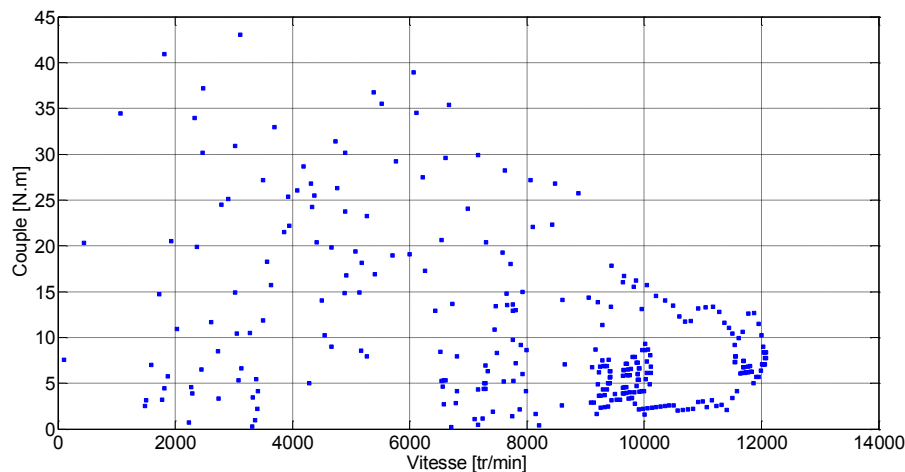


Figure 157 : Points de fonctionnement dans le plan couple – vitesse

IV.3.2.2 Cycle sous la forme de grappes

Le cycle WLTC classe 3, *high speed* contient 425 points de fonctionnement. Évaluer les performances d'un moteur pour cette quantité des points de fonctionnement prendrait un temps de calcul élevé, qui est impossible de gérer pour une optimisation. L'auteur de [DAG13] propose de diviser l'ensemble des points de fonctionnement sous la forme de grappes, caractérisées par des points

milieux (barycentre de la grappe) et le nombre de points appartenant à la grappe. Pour cela, l'auteur a utilisé la méthode de partitionnement par regroupement autour de centre mobile baptisée *k-means* [WIK05].

La fonction *k-means* est présente sous l'environnement Matlab, dont les paramètres d'entrée sont le nombre de grappes et le critère de calculer la distance entre les points et le centre de la grappe. Dans notre cas, le critère est la distance euclidienne. Nous avons appliqué la méthode *k-means* pour un nombre de grappes compris entre 3 et 20. La *Figure 158* présente les résultats obtenus correspondant à la distance (fonction objectif) en fonction du nombre de grappes.

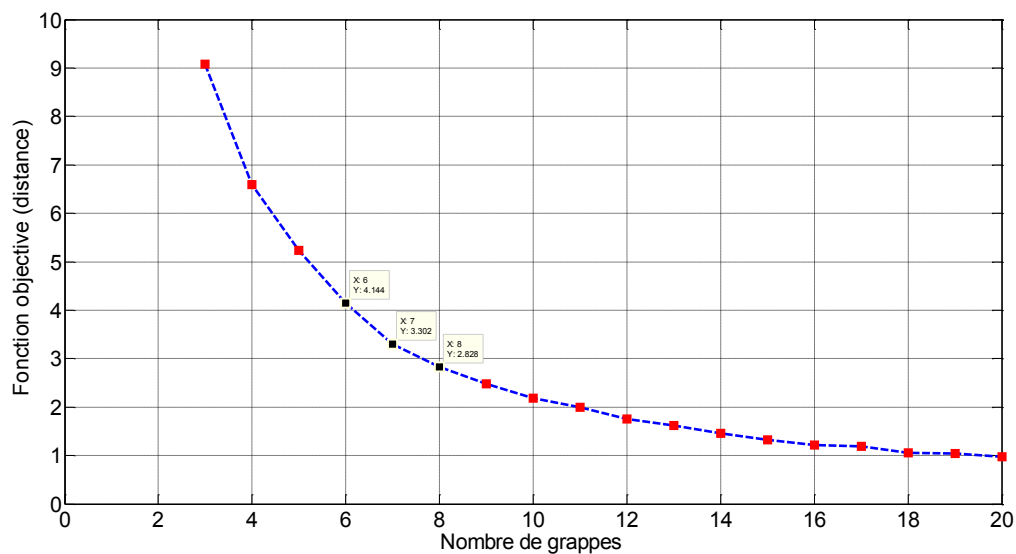
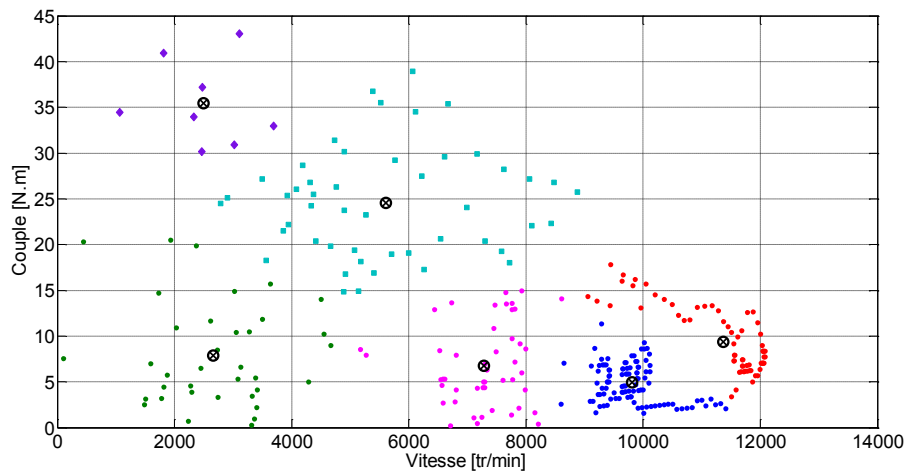
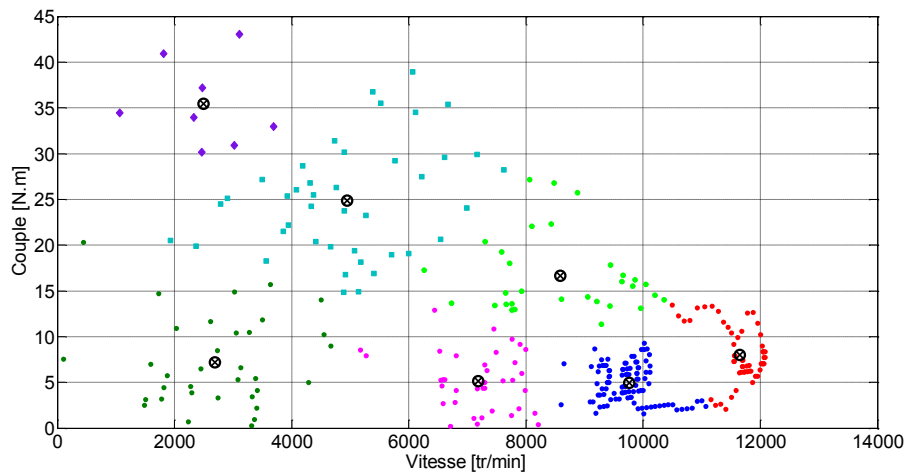


Figure 158 : Fonction objectif pour divers nombres de grappes

Nous remarquons la réduction de la distance lorsque le nombre de grappes est augmenté. Parmi les nombres de grappes testés, une caractérisation du cycle par 6 ou 7 grappes semblent les plus intéressantes pour le compromis entre la distance et la quantité de grappes. Afin de prendre une décision quant à l'une ou l'autre des solutions, nous analysons la répartition des grappes dans le plan couple-vitesse pour les deux options sur la *Figure 159*.



(a) Répartition de 6 grappes



(b) Répartition de 7 grappes

Figure 159 : Grappes et points milieux dans le plan couple – vitesse

Nous remarquons que la répartition des points pour 6 et 7 grappes est très similaire. L'algorithme a pratiquement divisé la grappe de couleur cyan pour passer de 6 à 7 grappes. Nous voyons aussi que les deux choix définissent bien les zones à hautes vitesses, celles qui sont aussi les plus denses. Par conséquent, avec le critère d'avoir le moins de points de fonctionnement, nous décidons alors d'utiliser la solution à 6 grappes pour représenter le cycle WLTC, classe 3, *high speed*.

IV.3.2.3 Cahier des charges

Après avoir défini les grappes du cycle WLTC, elles seront adaptées au niveau du couple de l'application demandée. La *Figure 160* montre tous les points de fonctionnement du cycle, les centres des grappes (6 points rouges), les enveloppes en régime permanent (en vert) et en régime transitoire (en noir) et les points

critiques pour vérifier le bon fonctionnement thermique (carré vert), magnétique (carré noir) et à haute vitesse (diamant).

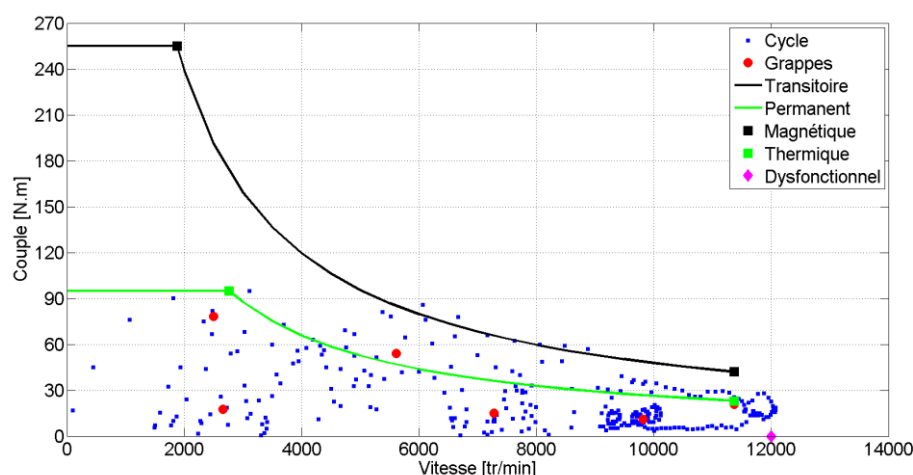


Figure 160 : Points de fonctionnement de l'application traction électrique

L'application est finalement constituée de 6 centres de grappes (rendement à maximiser), 2 points permanents (thermique à respecter), 2 points transitoires (magnétique à respecter) et 1 point dysfonctionnel (tension maximale à respecter). Par conséquent, il s'agit de 11 points de fonctionnement à calculer. Le *Tableau XXX* liste les valeurs des coordonnées et les poids de ces points de fonctionnement qui permettront d'exprimer, plus tard, le rendement total pondéré.

Tableau XXX : Coordonnées et poids des points de l'application

Point	Vitesse [tr/min]	Couple [N.m]	Poids
Transitoire			
1	1872	255	0
2	11366	42	0
Permanent			
3	2764	95	0
4	11366	23,10	0
Dysfonctionnel			
5	12000	0	0
Points de fonctionnement à optimiser			
6	2498	78,20	8
7	2657	17,40	37
8	5609	54,20	48
9	7279	14,80	49
10	9814	10,80	109
11	11366	20,60	77

Le *Tableau XXXI* présente le cahier des charges pour la définition de la machine et ses performances à obtenir.

Tableau XXXI : Cahier des charges de l'application traction électrique

Plusieurs points de fonctionnement (Cycle WLTP High Speed)	
Définition de la machine	Performances
<ul style="list-style-type: none"> – Refroidissement par eau – Tôle M330-35 – Aimant NdFeB ($0,8 \text{ T} \leq B_r \leq 1,4 \text{ T}$) – Jeu de montage aimant/tôle : $e_{\text{cont}} = 0,2 \text{ mm}$ – Diamètre extérieur variable : $D_{\text{ext}} \leq 200 \text{ mm}$ – Longueur du fer : $L_{\text{fer}} \leq 160 \text{ mm}$ 	<ul style="list-style-type: none"> – Rendement minimum sur cycle : $\eta_{\text{min}} = 92 \%$ – Tension maximale nominale : $U_{\text{max}} = 430 \text{ V}_{\text{eff}}$ – Tension maximale dysfonctionnelle : $U_{\text{max_dys}} = 490 \text{ V}_{\text{eff}}$ – Température du bobinage : $T_{\text{bob}} < 155 \text{ }^{\circ}\text{C}$ – Température composant électronique : $T_{\text{int}} < 140 \text{ }^{\circ}\text{C}$

L'application demande un niveau de couple élevé en transitoire (*Figure 160*), si nous souhaitons que le courant pour ce cas soit réduit, le moteur doit contenir un type d'aimant de forte densité d'énergie, par conséquent l'aimant le plus adapté est de type NdFeB. Nous tenons compte que ce type d'aimant présente un prix élevé, nous proposons d'utiliser différentes nuances de NdFeB, c'est-à-dire différents niveaux d'inductions rémanentes. L'induction rémanente définira donc le prix de l'aimant (vu à la section III.3.6). Nous considérons aussi le jeu de montage entre l'aimant et la tôle par une épaisseur de contact.

Pour l'encombrement, à la différence de l'application industrielle, il n'y a pas de contrainte qui fixe l'utilisation d'un carter standard. Le diamètre extérieur du moteur est donc variable avec une limite maximale de 200 mm. La longueur de fer est aussi limitée à 160 mm.

Dans les performances, il est demandé d'obtenir un rendement minimal sur le cycle de 92 %. Le point de dysfonctionnement est défini par la tension maximale acceptable du moteur égale à $490 \text{ V}_{\text{eff}}$, en cas de problème à vitesse maximale. La partie thermique est limitée par les températures maximales du bobinage et des composants électroniques.

IV.3.3 Synthèse du problème d'optimisation

Les deux applications sont constituées par un système onduleur-moteur, qui a été décrit au chapitre III. L'onduleur est constitué par trois bras, donc 6 IGBT et le moteur est une machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents. Les objectifs du dimensionnement des systèmes onduleur-moteur pour les deux applications sont :

- ✓ Objectif 1 : réduire le cout du système pour le cahier des charges 1 (f_{obj1})
- ✓ Objectif 2 : réduire le cout du système pour le cahier des charges 2 (f_{obj2})

Les propositions industrielles à prendre en compte sont les suivantes :

- Les machines des cahiers des charges 1 et 2 doivent être réalisées avec la même tôlerie stator et rotor. L'importance de cette proposition est la réduction du coût de production des tôles, du coût de l'outillage, du changement de série, du temps de montage/démontage et de l'entretien.
- Le diamètre d'alésage et l'ouverture d'encoche sont fixés.
- Le choix de la polarité du moteur est libre, cependant pour la thèse nous ne présenterons que le cas à quatre pôles.
- Le nombre de barrières de flux est fixé à 3 en raison de la taille de la machine.

La possibilité d'utiliser la même tôlerie nous amène à faire une proposition sur la construction. Si on fixe une tôlerie pour le cahier des charges 1, ensuite afin de réduire la taille des aimants NdFeB pour le cahier des charges 2, il est possible d'utiliser une cale magnétique ou amagnétique entre l'aimant et le bord de la fente. La *Figure 161* illustre un exemple de tôlerie et la disposition des aimants et des conducteurs pour les deux applications.

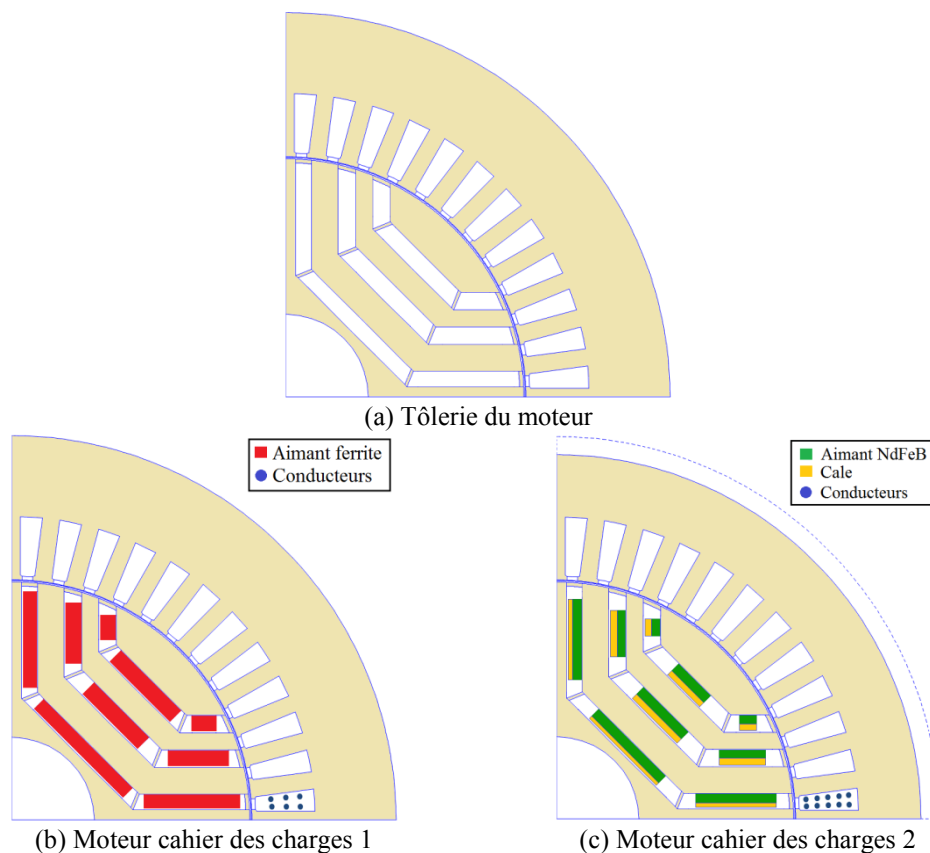


Figure 161 : Objectif d'une même tôlerie pour les deux cahiers des charges

En tenant compte de la complexité du problème, nous proposons d'abord de traiter chaque cahier des charges indépendamment, et ensuite les deux cahiers des charges ensemble. Par conséquent nous réaliserons les optimisations suivantes :

- 1) Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1 : Minimiser f_{obj1}
- 2) Optimisation mono-objectif du cahier des charges 2 : Minimiser f_{obj2}
- 3) Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1 et 2 : Minimiser la somme des deux objectifs ($f_{obj1} + f_{obj2}$)
- 4) Optimisation bi-objectif : Minimiser f_{obj1} et f_{obj2} (optimum au sens de Pareto)

Les optimisations 3 et 4 traitent des deux applications ensemble, ce qui nous intéresse le plus pour tenir compte de la contrainte d'utiliser une même géométrie de tôlerie. Dans cette étude nous souhaitons comparer les résultats obtenus avec les deux modes d'optimisation : mono-objectif et bi-objectif.

IV.3.4 Conclusion

Nous avons défini les deux cahiers de charges : industriel et traction électrique. Ces deux cahiers des charges présentent leurs propres caractéristiques, dont la plus remarquable est le type d'aimant, ferrite pour l'application industrielle et NdFeB pour la traction électrique. L'objectif principal est de dimensionner le système onduleur-moteur des deux applications avec la contrainte industrielle d'utiliser la même tôlerie pour les deux moteurs. Nous avons donc défini le problème d'optimisation pour les deux applications, cependant il est temps de remarquer qu'il s'agit d'un problème avec plusieurs points de fonctionnement. La section suivante abordera comment traiter ce type de problème, en détaillant un algorithme d'optimisation adaptée et la démarche à suivre.

IV.4 Méthode et démarche d'optimisation

Nous connaissons maintenant les cahiers des charges des deux applications, ainsi que les objectifs à cibler. Les optimisations à réaliser sont mono-objectifs et bi-objectifs. De plus, ce problème comporte plusieurs points de fonctionnement. Nous avons aussi identifié au cours des chapitres précédents la grande quantité de paramètres que le système onduleur-MSR-AP possède. Ainsi, tenant compte de cela, un algorithme bien adapté à ce problème d'optimisation est l'algorithme d'évolution différentielle. Il a l'avantage de bien gérer les problèmes à plusieurs variables, points de fonctionnement et objectifs et il est surtout bien adapté à

l'application de fonctions numériques non analytiques et non facilement dérivables.

Nous aborderons d'abord les détails de l'algorithme d'évolution différentielle et nous expliquerons comment traiter le problème des différents points de fonctionnement.

IV.4.1 Algorithme d'évolution différentielle

Avant de commencer nous donnons quelques définitions utiles [PRI05] [STO97].

- **Un gène** est une variable d'optimisation. Le nombre de gènes N_g est égal au nombre de variables.
- **Un individu** est un élément de l'espace de recherche. Il regroupe tous les gènes.
- **Une population** est un ensemble fini d'individus, de taille N_{ind} . Elle est exprimée sous forme matricielle.

$$P_{X,g} = [X_{i,j}]_g \begin{cases} i = 1, \dots, N_{ind} \text{ avec } N_{ind} \text{ le nombre d'individus} \\ j = 1, \dots, N_g \text{ avec } N_g \text{ le nombre de gènes} \\ g = 0, 1, \dots, g_{max} \text{ avec } g_{max} \text{ le nombre de générations} \end{cases}$$

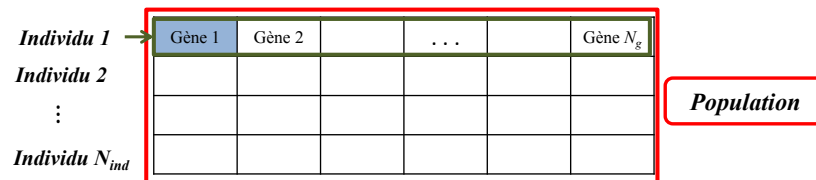


Figure 162 : Forme d'une population

L'algorithme d'évolution différentielle est représenté par une boucle dans le schéma donné sur la Figure 163. Chaque bloc du schéma est détaillé ensuite.

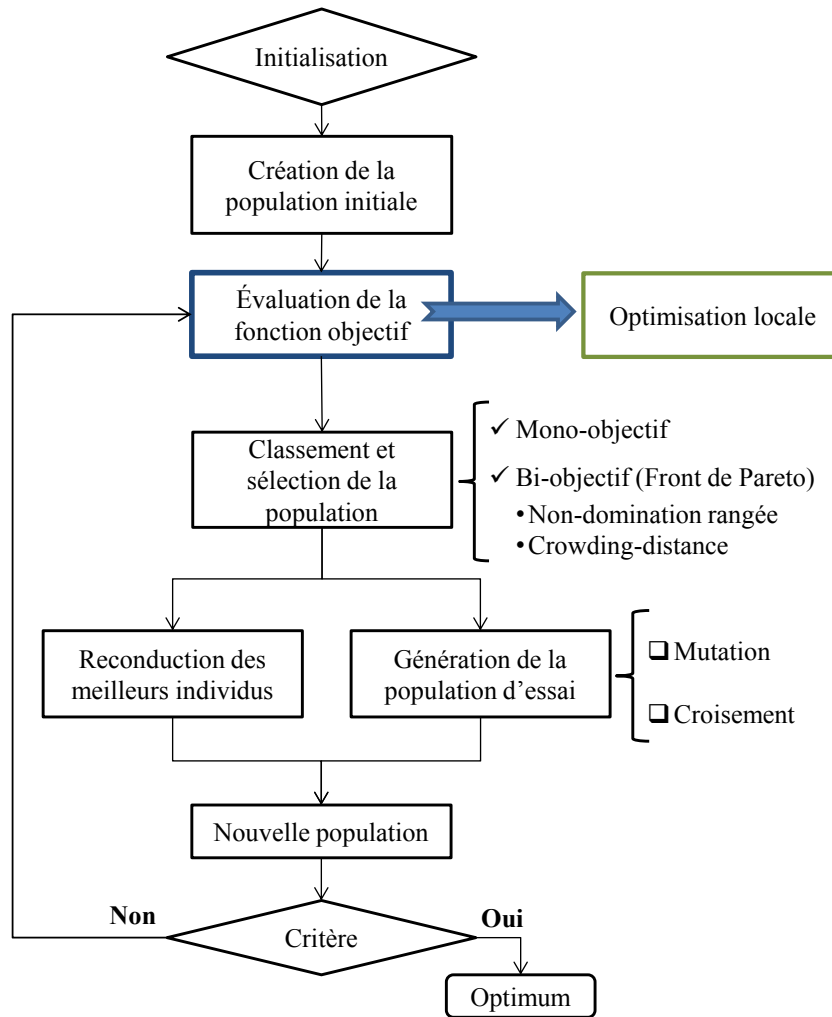


Figure 163 : Schéma de l'algorithme d'évolution différentielle

– Population initiale

L'algorithme crée une population initiale à partir d'une répartition statistique de type carré latin (fonction « *lhsdesign* » sous Matlab) [IMA80]. Ce type de répartition est choisi en raison de la grande quantité de variables et permet de mieux distribuer les points qu'une répartition aléatoire.

$$[X_{i,j}]_0 = lhsdesign \times (UB_j - LB_j) + LB_j \quad (IV.2)$$

Où UB_j et LB_j sont respectivement les valeurs maximale et minimale du gène j (contraintes de bornes).

– Évaluation de la fonction objectif

L'évaluation de la fonction objectif pour chaque individu de la population d'essai correspond à une ou plusieurs valeurs. Chaque individu est donc caractérisé par sa fonction objectif. Elle peut être affectée par des fonctions contraintes ou être l'ensemble des autres optimisations (optimisations locales). Cette partie sera développée dans la section suivante.

– Génération de la population d'essai

La génération d'une population d'essais se réalise à partir de mutations et de croisement des individus.

Mutation : elle crée un individu intermédiaire. Elle choisit un individu au hasard, appelé « vecteur de base » et ensuite elle l'additionne la différence de deux autres individus choisis au hasard aussi.

$$v_{i,j} = X_{r_0,j} + F(X_{r_1,j} - X_{r_2,j}); F \in (0,1) \quad (\text{IV.3})$$

D'où F est un nombre réel positif qui contrôle la vitesse à laquelle évolue la population.

Croisement : il crée un individu d'essai composé des gènes du vecteur de base et de l'individu intermédiaire.

$$u_{i,j} = \begin{cases} v_{i,j} ; & \text{si } rand_j \leq C_r \text{ ou } j = j_{rand} \\ X_{i,j} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

D'où $C_r \in [0,1]$ est la probabilité de croisement et j_{rand} est un nombre aléatoire entre 1 et N_g .

– Classement et sélection de la nouvelle génération

Ce bloc marque la différence entre les optimisations mono-objectif et bi-objectif.

Mono-objectif : le classement de la population est réalisé en ordre croissant de la fonction objectif.

Pour la sélection, on compare la fonction objectif du nouveau point avec celle et de l'individu $X_{i,j}$. Si elle est meilleur on prend le nouveau point, sinon on garde $X_{i,j}$.

$$X_{i+1,j} = \begin{cases} u_{i,j} & \text{si } f(u_{i,j}) \leq f(X_{i-1,j}) \\ X_{i,j} & \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Bi-objectif: nous nous basons sur le NSGA-II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II) proposé par [DEB00]. La classification est réalisée par le front de Pareto, il identifie le meilleur compromis entre les deux objectifs, *Figure 164(a)*. Le NSGA-II se caractérise par sa meilleure classification, elle utilise les principes de « non-domination rangée » et de « crowding distance ». Le principe de « non-domination rangée » réalise une classification de la population en plusieurs rangs, *Figure 164(b)*. Après avoir identifié les fronts de Pareto, le principe de « crowding distance » calcule la distance euclidienne pour chaque point du même front, *Figure 164(c)*. Les points du même front sont triés de la plus grande distance à la plus petite afin de prioriser les points les plus isolés.

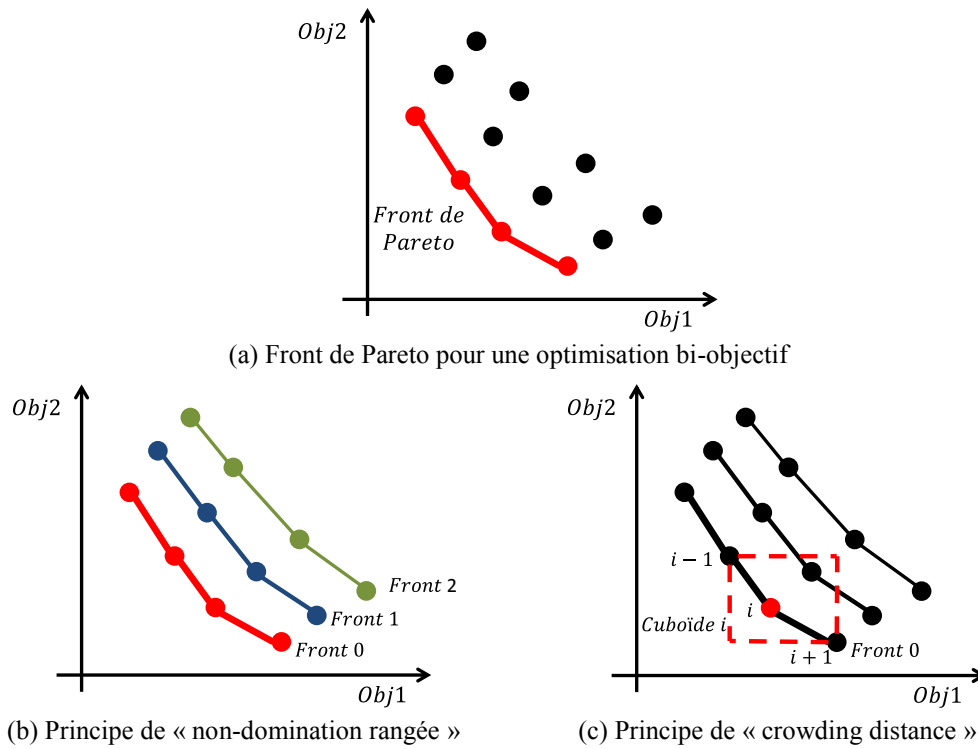
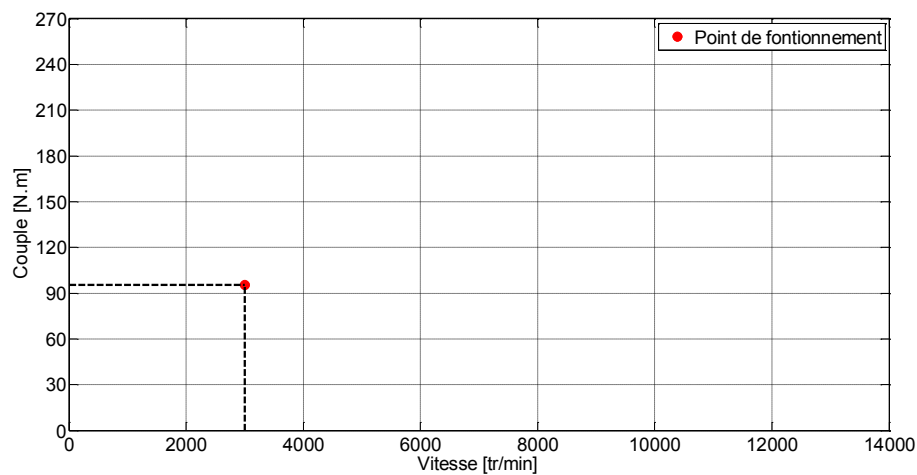


Figure 164 : Classement de la nouvelle génération pour une optimisation bi-objectif

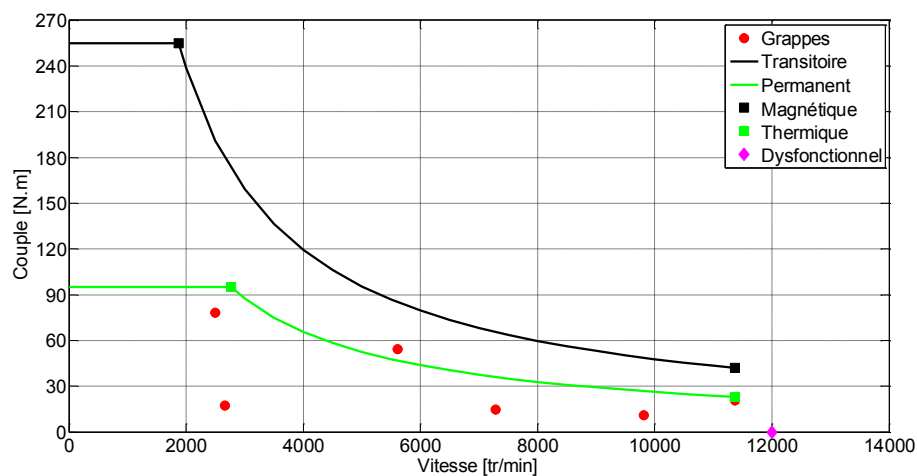
Nous avons listé toutes les étapes de l'algorithme d'évolution différentielle. Il reste à développer le bloc d'évaluation de la fonction objectif, où les performances des applications sont calculées. C'est dans ce bloc où nous nous confrontons à la problématique de plusieurs points de fonctionnement.

IV.4.2 Application à plusieurs points de fonctionnement

Nous avons détaillé les points de fonctionnement des cahiers des charges dans les sections précédentes. La *Figure 165* place ces points dans le plan couple-vitesse pour chaque cahier des charges.



(a) Cahiers des charges 1



(b) Cahier des charges 2

Figure 165 : Points de fonctionnement pour les deux cahiers de charges

Dans la section IV.3.3, nous avons listé les quatre optimisations à réaliser. La première optimisation, cahier des charges 1, est la seule à ne contenir qu'un point de fonctionnement, les autres intègrent le cahier des charges 2, donc il s'agit d'une optimisation à plusieurs points de fonctionnement.

Cette problématique de plusieurs points de fonctionnement a déjà été abordée par l'auteur de [DAG13]. Il a proposé une démarche afin de mieux gérer les variables et calculer les fonctions objectives. Il est parti du constat que si le système est défini géométriquement, les performances de la machine à aimant ne

dépendent que des variables électriques (courant du moteur et angle de calage du courant).

En conséquence, le problème d'optimisation peut se diviser en deux parties :

- une optimisation globale, avec les variables géométriques, le bobinage, les matériaux, etc., et
- une optimisation locale, avec les variables électriques, courant et angle de calage pour chaque étape de l'optimisation globale.

IV.4.2.1 Optimisation globale

L'optimisation globale se base sur la définition du système onduleur- moteur, c'est-à-dire optimiser la géométrie, le bobinage, le calibre d'interrupteur, etc. Nous utilisons l'algorithme d'évolution différentielle. Le schéma de cet algorithme a été présenté sur la *Figure 163*. D'abord, nous rappelons la définition mathématique du problème d'optimisation à l'expression (IV.6).

$$\text{Optimisation globale} \left\{ \begin{array}{l} \min f_{obj1}(x), f_{obj2}(x) \\ x_k^{min} \leq x_k \leq x_k^{max} \quad k = 1, \dots, n \\ \text{s. c.} \\ g_i(x) \leq 0 \quad i = 1, \dots, l \end{array} \right. \quad (\text{IV.6})$$

Le vecteur $x_k = (x_1, \dots, x_n)$ de dimension n représente les variables d'optimisation. Elles sont bornées par leurs valeurs extrêmes x_k^{min} et x_k^{max} .

Nous définissons ensuite les éléments pour formuler le problème d'optimisation.

– Variables globales

Les variables d'optimisation sont les dimensions du système onduleur-moteur. Nous pouvons définir des variables communes entre les deux cahiers des charges car ils utilisent la même tôlerie (contrainte industrielle), ainsi que des variables propres à chaque cahier des charges.

Tableau XXXII : Variables d'optimisation

Communes (même tôlerie stator et rotor) – 12 variables	
$\{e, h_{ds}, l_{ds}, k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}, k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}, e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}\}$	
Cahiers de charges 1 – 10 variables	Cahier des charges 2 – 16 variables
<ul style="list-style-type: none"> – Géométriques $\{L_{fer1}, pAPc1_1, pAPc1_2, pAPc1_3, pAPr1_1, pAPr1_2, pAPr1_3\}$ – Bobinage $\{n_{s1}, n_{brins1}\}$ – Onduleur $\{m_1\}$ 	<ul style="list-style-type: none"> – Géométriques $\{L_{fer2}, D_{ext2}, pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3, pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3, e_{a1}, e_{a2}, e_{a3}\}$ – Matériaux $\{Br, \mu r_{cale}\}$ – Bobinage $\{n_{s2}, n_{brins2}\}$ – Onduleur $\{Calibre_{ond}\}$

Où e est la valeur de l'entrefer, h_{ds} et l_{ds} sont la hauteur et la largeur de la dent statorique, $k_{\theta i} = \frac{\theta i}{\theta_{demi_pôle}}$ est le rapport entre l'angle d'ouverture de la barrière i et l'angle du demi-pôle, $k_{lbi} = \frac{lbi}{R_{rot}-R_{arb}}$ est le rapport entre la position radiale de la barrière i et la différence entre R_{rot} et R_{arb} , et e_{bfi} est l'épaisseur de la barrière i .

Pour le cahier des charges 1, L_{fer1} est la longueur de fer, $pAPc1_i$ est le pourcentage d'aimant central i , $pAPr1_i$ est le pourcentage d'aimant radial i , n_{s1} est le nombre de spires par bobine, n_{brins1} est le nombre de brins en parallèle, et m_1 est l'indice de modulation.

Pour le cahier des charges 2, L_{fer2} est la longueur de fer, D_{ext2} est le diamètre extérieur, $pAPc2_i$ est le pourcentage d'aimant central i , $pAPr2_i$ est le pourcentage d'aimant radial i , e_{ai} est l'épaisseur de l'aimant i , n_{s2} est le nombre de spires par bobine, n_{brins2} est le nombre de brins en parallèle, Br est l'induction rémanente de l'aimant, μr_{cale} est la perméabilité relative de la cale, et $Calibre_{ond}$ est le calibre de l'interrupteur électronique.

Pour voir de manière graphique les variables du rotor, l'annexe I présente la définition de paramètres du rotor. Après avoir listé toutes ces variables, elles sont optimisées dans la boucle d'optimisation globale.

– Objectifs

Les objectifs pour une application d'électrotechnique peuvent être divers : le coût, la masse, le volume, le rendement, les pertes, etc. Pour notre cas, nous avons deux applications à traiter dont les objectifs globaux sont :

- ✓ Objectif 1 : réduire le cout du système pour le cahier des charges 1
- ✓ Objectif 2 : réduire le cout du système pour le cahier des charges 2

Ainsi, les objectifs peuvent être définis de manière mathématique par :

$$\begin{cases} f_{obj1} = Coût_{syst1} = Coût_{ond1} + Coût_{MSR-AP1} \\ f_{obj2} = Coût_{syst2} = Coût_{ond2} + Coût_{MSR-AP2} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Le coût ayant été défini comme la fonction objectif à minimiser, les autres performances à garantir seront traitées comme contraintes.

– Contraintes

Nous utilisons l'approche où les contraintes sont prises en compte par l'addition d'une fonction de pénalité $f_{pénalité}(x)$ à la fonction objectif [ROU04], ainsi les fonctions objectifs de (IV.7) sont modifiées et exprimées par :

$$\begin{cases} f_{obj1} = Coût_{syst1} + f_{pénalité1} \\ f_{obj2} = Coût_{syst2} + f_{pénalité2} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Les premières contraintes à prendre en compte sont de nature géométrique, par exemple si deux barrières de flux se croisent. Dans ce cas, les fonctions de pénalité $f_{pénalité}$ auront une valeur élevée afin de rejeter cette solution au plus loin.

Après la validation des contraintes géométriques, les fonctions de pénalité ne dépendent que des cahiers des charges. Ainsi elles sont exprimées en fonction des performances souhaitées et données dans la seconde colonne des *Tableau XXIX* et *Tableau XXXI*. Nous définissons donc les fonctions de pénalité pour les deux cahiers des charges.

$$\begin{cases} f_{pénalité1} = f(\eta_{moteur}, H_{AP}, \tau'_{saill}) \\ f_{pénalité2} = f(\eta_{cycle}, U_{max_dys}, PF_{trans}, PF_{perm}) \end{cases} \quad (IV.9)$$

Le cahier des charges 1 (industriel) demande d'avoir un rendement minimal niveau IE4 (IEC60034-30-1), de surveiller la démagnétisation des aimants et d'utiliser le pilotage sans capteur de position.

Le cahier des charges 2 (traction électrique) demande d'obtenir un rendement minimal sur cycle, de surveiller le point de dysfonctionnement (haute vitesse) et de garantir les enveloppes permanents (thermique) et transitoires (magnétique).

Le problème principal se base sur le calcul des paramètres des fonctions de pénalité, donc les performances du cahier des charges. Par exemple, le rendement sur cycle du cahier des charges 2 est constitué par les rendements de plusieurs points de fonctionnement. Nous devons donc développer cette démarche introduite comme étant une optimisation locale.

IV.4.2.2 Optimisation locale

L'optimisation locale consiste à maximiser le rendement du moteur à partir des variables électriques (courant et angle de calage). L'optimisation locale est réalisée pour chaque point de fonctionnement. Nous suivons l'approche donnée par l'auteur de [DAG13] adaptée à notre cas.

– Variables locales

Les variables locales sont le courant du moteur et l'angle de calage.

$$y = \{I, \alpha\} \quad (\text{IV.10})$$

Ces paramètres sont bornés par leurs valeurs minimales et maximales.

$$\begin{cases} 0 \leq I \leq I_{max} = f(\text{Calibre}_{ond}) \\ 0 \leq \alpha \leq 90 \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Le courant maximal du moteur dépend du calibre choisi de l'onduleur. Pour l'angle de calage, il est limité par le fonctionnement en mode moteur.

– Contraintes

Pour un point de fonctionnement k , on doit vérifier trois contraintes :

- ✓ La puissance doit être égale à la puissance de référence notée P_k .
- ✓ La tension du moteur doit être inférieure ou égale à la tension maximale du cahier des charges notée U_{max} .
- ✓ Les températures du bobinage et des têtes de bobines doivent être inférieures à la température maximale du conducteur notée $T_{bob_{max}}$.

– *Formulation de l'optimisation locale*

L'optimisation locale s'exprime de manière mathématique par :

$$\text{Optimisation locale} \left\{ \begin{array}{l} \max \eta_k(y) \\ y = \{I, \alpha\} \\ 0 \leq I \leq I_{max} \quad 0 \leq \alpha \leq 90 \\ \text{s.c.} \\ P(y) = P_k \\ U(y) \leq U_{max} \\ T(y) \leq T_{bob_{max}} \end{array} \right. \quad (\text{IV.12})$$

– *Application aux deux cahiers des charges*

Le cahier des charges de traction électrique possède 6 points de fonctionnement et 5 points permettant de vérifier le bon comportement du moteur (haute vitesse, permanent et transitoire). Par conséquent, nous détaillons la démarche à suivre pour ce cas.

Nous commençons par vérifier que la machine est capable de respecter le point de dysfonctionnement ($N=N_{max}$), les deux points transitoires (vérification des performances sans prendre en compte la thermique) et les deux points permanents (vérification de la thermique).

$$\text{Dysfonctionnel} \left\{ \begin{array}{l} \text{À } N = N_{max} \text{ et } y = \{0,0\} \\ U(y) \leq U_{max_dys} \end{array} \right. \quad (\text{IV.13})$$

$$\text{Transitoire} \left\{ \begin{array}{l} \eta_k(y) \text{ existe} \\ y = \{I, \alpha\} \\ 0 \leq I \leq I_{max} \quad 0 \leq \alpha \leq 90 \\ \text{s.c.} \\ P(y) = P_k \\ U(y) \leq U_{max} \end{array} \right. \quad (\text{IV.14})$$

$$\text{Permanent} \left\{ \begin{array}{l} \eta_k(y) \text{ existe} \\ y = \{I, \alpha\} \\ 0 \leq I \leq I_{max} \quad 0 \leq \alpha \leq 90 \\ \text{s.c.} \\ P(y) = P_k \\ U(y) \leq U_{max} \\ T(y) \leq T_{bob_{max}} \end{array} \right. \quad (\text{IV.15})$$

Nous pouvons maintenant écrire les synoptiques des optimisations locales pour les deux cahiers des charges.

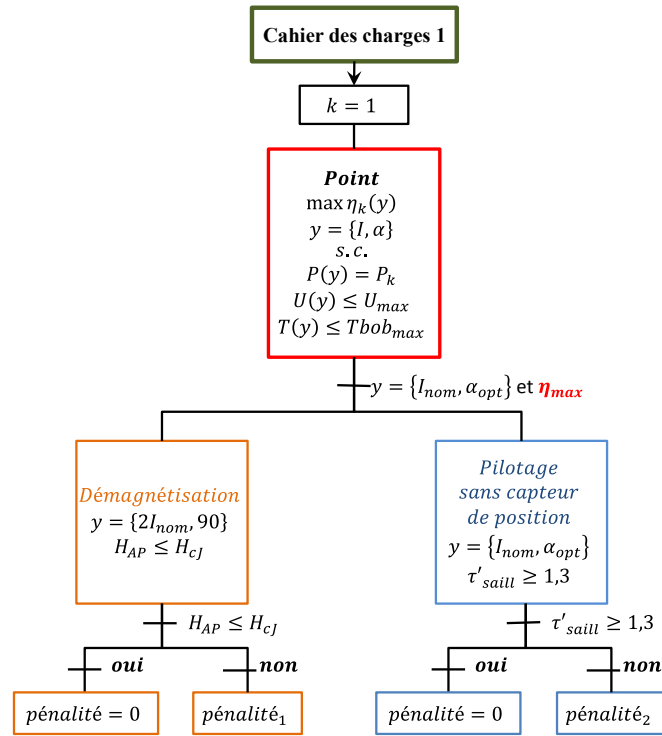


Figure 166 : Synoptique de l'optimisation locale du cahier des charges 1

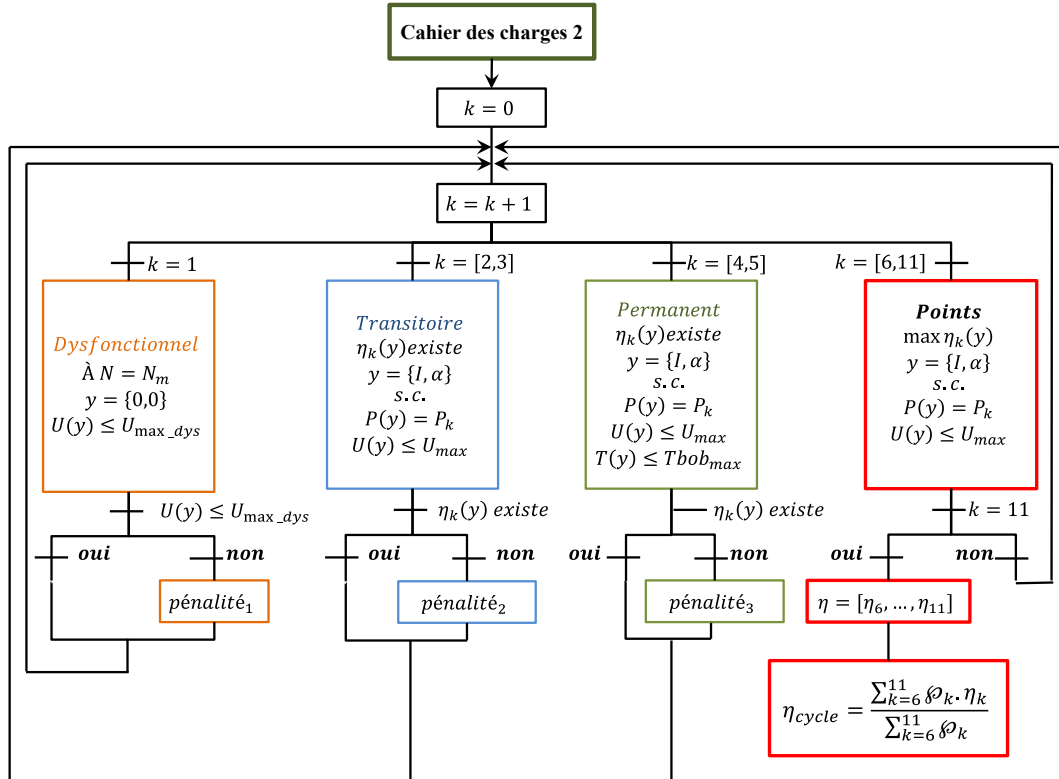


Figure 167 : Synoptique de l'optimisation locale du cahier des charges 2

Il faut remarquer, dans le cahier des charges 2, que l'optimisation locale des points $k=[6,11]$ (carré rouge) n'inclut pas la contrainte thermique, cela est dû au fait qu'elle est déjà vérifiée dans l'enveloppe permanente $k=[4,5]$ (carré vert).

– *Méthode d'optimisation*

L'algorithme d'optimisation choisi pour l'optimisation locale est la fonction Matlab *fminsearch* [LAG98]. Elle est adéquate pour ce type de problème [DAG13]. Nous tenons compte de la modification de la fonction objectif en ajoutant les pénalités. Afin d'avoir une bonne répartition des points initiaux nous réalisons une répartition statistique.

IV.4.3 Conclusion

Nous avons détaillé la démarche à suivre pour l'optimisation des deux cahiers des charges. Le problème a été divisé en une optimisation globale (*Figure 163*) et autre locale (*Figure 166* et *Figure 167*). Ainsi, à chaque évaluation d'un individu lors de l'optimisation globale, on doit faire une optimisation locale pour vérifier toutes les contraintes. Nous pouvons désormais présenter les résultats des optimisations réalisées.

IV.5 Résultats des optimisations

Dans cette partie nous développons les quatre optimisations proposées au paragraphe IV.3.3.

- 1) Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1 (CdC1) : Minimiser f_{obj1}
- 2) Optimisation mono-objectif du cahier des charges 2 (CdC2) : Minimiser f_{obj2}
- 3) Optimisation mono-objectif des CdC1 et CdC2 : Minimiser $(f_{obj1}+f_{obj2})$
- 4) Optimisation bi-objectif : Minimiser f_{obj1} et f_{obj2} (front de Pareto)

IV.5.1 Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1

Nous réalisons l'optimisation pour le cahier des charges industriel seul. Les variables d'optimisation ont été listées au paragraphe IV.4.2 et sont rappelées ci-après :

CdC1 – 24 variables	
– Géométriques : $\{e, h_{ds}, l_{ds}, k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}, k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}, e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}, pAPcI_1, pAPcI_2, pAPcI_3, pAPrI_1, pAPrI_2, pAPrI_3, L_{fer1}\}$	
– Bobinage : $\{n_{sl}, n_{brinsl}\}$	
– Onduleur : $\{m_l\}$	
– Electriques : $\{I, \alpha\}$	

Pour ce cas nous plaçons toutes les variables, variables électriques incluses (courant et angle de calage), dans une seule optimisation, car il ne s'agit que d'un point de fonctionnement et l'approche globale-locale n'a donc pas un fort intérêt. En définitif, il y a 24 variables pour ce problème d'optimisation.

Les bornes des variables sont données au *Tableau XXXIII*.

Tableau XXXIII : Bornes des variables de l'optimisation du CdC1

Paramètre	Borne inférieure	Borne supérieure
e [mm]	0,5	2
h_{ds} [mm]	11	26
l_{ds} [mm]	2	5,3
$k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}$	0,1	1
$k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}$	0,1	1
$e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}$ [mm]	3,2	12,2
$pAPcI_1, pAPcI_2, pAPcI_3$	0,1	1
$pAPrI_1, pAPrI_2, pAPrI_3$	0,1	1
L_{fer1} [mm]	180	240
n_{sl}	1	30
n_{brinsl}	1	20
m_l	30	90
I [A _{eff}]	47	105
α [°élec]	30	80

L'objectif du cahier des charges 1 est de minimiser le coût du système onduleur-moteur. Nous utilisons une population de 120 individus pour l'algorithme. L'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations est présentée sur la *Figure 168*.

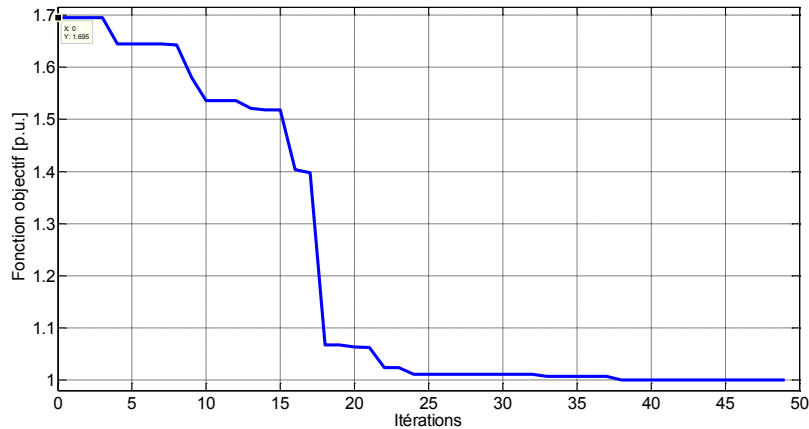


Figure 168 : Évolution de la fonction objectif de l'optimisation du cahier des charges 1

La fonction objectif est exprimée en « *per-unit* », en prenant comme référence le système optimal.

L'optimisation a convergé en l'espace de deux jours. Le coût du système a été réduit à 59 % de la valeur d'un système initial ($f_{obj\ initial}=1,7$ p.u.). Les valeurs des variables optimales et de la fonction objectif finale sont listées dans le *Tableau XXXIV*.

Tableau XXXIV : Valeurs des variables optimales

Paramètre	Valeur optimum
Variables d'optimisation	
e [mm]	0,52
h_{ds} [mm]	17,43
l_{ds} [mm]	4,77
$k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}$	[0,52 0,65 0,84]
$k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}$	[0,35 0,54 0,85]
$e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}$ [mm]	[4 3,38 4]
$pAPcI_1, pAPcI_2, pAPcI_3$	[0,98 1 0,94]
$pAPrI_1, pAPrI_2, pAPrI_3$	[0,78 1 1]
L_{fer1} [mm]	227
n_{s1}	17
n_{brins1}	1
m_1	87
I [A _{eff}]	61,8
α [°élec]	61
Fonction objectif	
Coût système (Coût_{opt1})	1 p.u.
Coût moteur	0,6 p.u.
Coût onduleur	0,4 p.u.

Le coût du moteur représente 60 % du coût total. La représentation de la machine optimale est donnée sur la *Figure 169*.

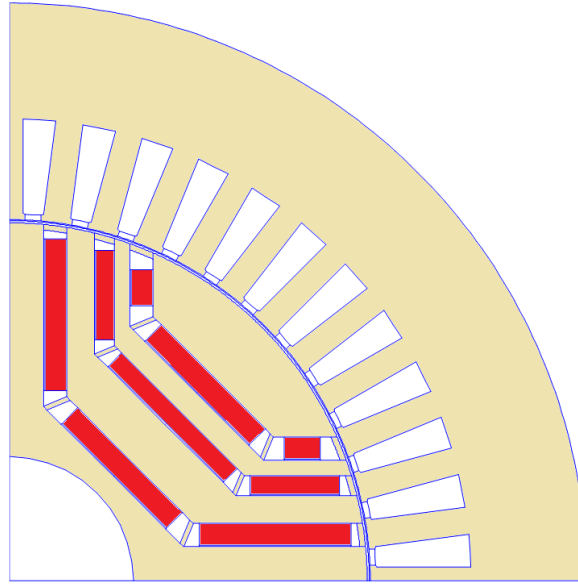


Figure 169 : Machine optimale pour le cahier des charges 1

Nous remarquons que l'algorithme a tendance à maximiser le volume d'aimants, ceci afin d'obtenir les performances souhaitées avec des aimants de faible densité d'énergie.

IV.5.2 Optimisation mono-objectif du cahier des charges 2

Nous traitons maintenant l'optimisation du cahier des charges de traction électrique. Les variables d'optimisation sont celles présentées au paragraphe IV.4.2.

CdC2 – 28 variables	
– Géométriques :	$\{e, h_{ds}, l_{ds}, k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}, k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}, e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}, pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3, pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3, e_{a1}, e_{a2}, e_{a3}, L_{fer2}, D_{ext2}\}$
– Matériaux :	$\{Br, \mu r_{cale}\}$
– Bobinage :	$\{n_{s2}, n_{brins2}\}$
– Onduleur :	$\{Calibre_{ond}\}$

À la différence de l'optimisation précédente (CdC1), le cahier des charges contient plusieurs points de fonctionnement. L'approche globale-locale dans ce cas a un fort intérêt et est pratiquement obligatoire. L'optimisation globale présente 24 variables et sera résolue avec l'algorithme à évolution différentielle. L'optimisation locale, avec le courant et angle de calage comme variables, est résolue via la démarche du synoptique de la Figure 167.

Les bornes des variables sont données dans le *Tableau XXXV*.

Tableau XXXV : Bornes des variables de l'optimisation du CdC2

Paramètre	Borne inférieure	Borne supérieure
e [mm]	0,5	2
h_{ds} [mm]	11	26
l_{ds} [mm]	2	5,3
$k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}$	0,1	1
$k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}$	0,1	1
$e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}$ [mm]	3,2	12,2
$pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3$	0,1	1
$pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3$	0,1	1
e_{a1}, e_{a2}, e_{a3} [mm]	2	12
L_{fer2} [mm]	100	160
D_{ext2} [mm]	180	200
Br [T]	0,8	1,4
μr_{cale}	1	5
n_{s2}	1	30
n_{brins2}	1	20
$Calibre_{ond}$ [A]	100	600

Il faut tenir compte que le nombre de spires n_{s2} et le nombre de brins n_{brins2} sont des variables discrètes, ainsi que la perméabilité de la cale qui peut prendre les valeurs suivantes $\{1,4,5\}$. Le calibre de l'onduleur est représenté selon la base de données de composants, il est aussi une variable discrète.

L'objectif du cahier des charges 2 est de minimiser le coût du système onduleur-moteur. À la vue de l'augmentation du nombre de variables par rapport à la première optimisation, nous choisissons d'utiliser une population constituée de 150 individus.

L'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations est présentée sur la Figure 170. On exprime toujours la fonction objectif en *per-unit* tout en prenant en référence le système optimal.

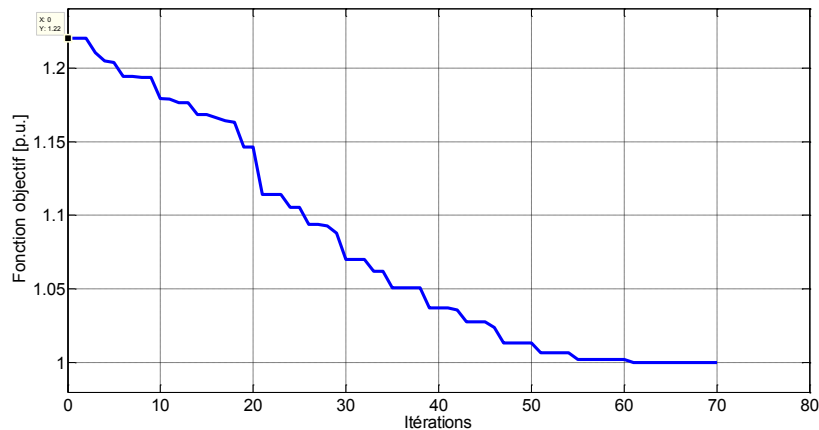


Figure 170 : Évolution de la fonction objectif de l'optimisation du cahier des charges 2

L'optimisation a pris 8 semaines pour converger sur 10 cœurs d'un PC¹ dédié au calcul. Il faut tenir compte qu'il existe un temps dédié à trouver la population initiale, cela n'est pas simple à cause de toutes les contraintes à respecter.

Si on compare la solution optimale et le point de départ, le coût du système a été réduit à 82 % par rapport à la valeur du système initial ($f_{obj\ initial}=1,22$ p.u.). Les valeurs des variables optimales et de la fonction objectif sont listées dans le *Tableau XXXVI*.

Tableau XXXVI : Valeurs des variables optimales

Paramètre	Valeur optimum
Variables d'optimisation	
e [mm]	0,55
h_{ds} [mm]	16,45
l_{ds} [mm]	4,42
$k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}$	[0,40 0,60 0,82]
$k_{fb1}, k_{fb2}, k_{fb3}$	[0,29 0,51 0,70]
$e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}$ [mm]	[5,48 3,85 3,80]
$pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3$	[0,23 0,40 0,79]
$pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3$	[0,80 0,48 0,97]
e_{a1}, e_{a2}, e_{a3} [mm]	[4,25 3,50 2,00]
L_{fer2} [mm]	155
D_{ext2} [mm]	199
Br [T]	1.17
μr_{cale}	4
n_{s2}	11
n_{brins2}	1
$Calibre_{ond}$ [A]	450
Fonction objectif	
Coût système (Coût_{opt2})	1 p.u.
Coût moteur	0,48 p.u.
Coût onduleur	0,52 p.u.

Le coût du moteur représente 48 % du coût total. La représentation de la machine optimale est donnée sur la *Figure 171*.

¹ 2x8 cores Intel (R) Xeon (R) CPU E5-2690 @ 2.90GHz with 64Gb of RAM

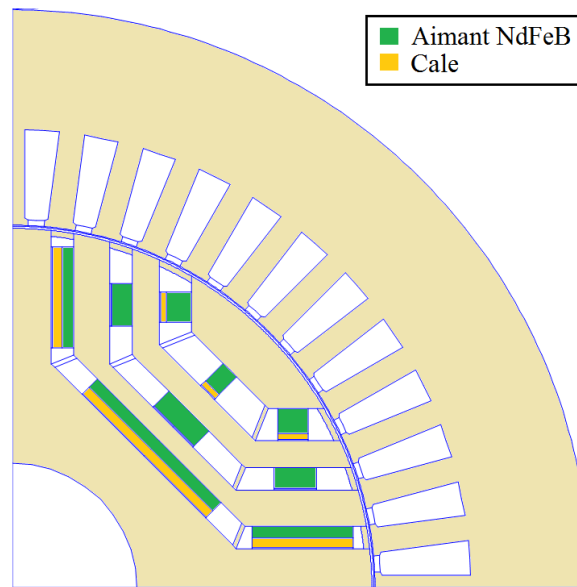


Figure 171 : Machine optimale pour cahier des charges 2

L'algorithme a réduit le volume d'aimants NdFeB dans les barrières de flux, car il a un fort impact sur le coût du moteur. Nous voyons aussi que deux barrières utilisent des cales afin de réduire la quantité d'aimant.

Comparons maintenant les machines optimales obtenues lors des deux optimisations, *Figure 172*.

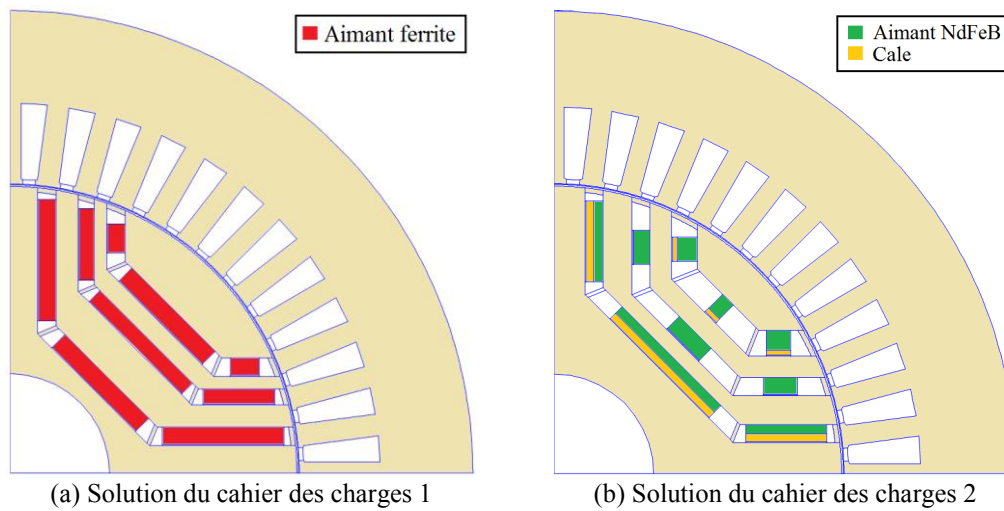


Figure 172 : Solutions optimales pour les deux cahiers des charges

Les deux tôleries sont différentes. Les deux premières optimisations ont proposé chacune une solution, mais dans ce cas, les optimisations étaient indépendantes. Pour tenir compte de la contrainte industrielle de même tôlerie, nous aborderons dans la suite les optimisations avec les deux cahiers de charges pris en compte simultanément.

IV.5.3 Optimisation mono-objectif des cahiers des charges 1 et 2

L'optimisation dans ce cas assemble les variables et les objectifs des deux cahiers des charges. Dans les optimisations précédentes, deux objectifs ont été visés : le coût du système du cahier des charges industriel et le coût du système du cahier des charges de traction électrique. Afin de prendre en compte les deux cahiers de charges dans une optimisation mono-objectif, nous utilisons la « méthode d'agrégation ». La fonction objectif s'exprime sous forme mathématique de la manière suivante :

$$f_{obj} = A f_{obj1} + B f_{obj2} \quad (IV.16)$$

A et B sont les poids des objectifs f_{obj1} et f_{obj2} . Ils peuvent dépendre de la quantité de systèmes onduleur-moteur à produire pour chaque application. Dans notre cas, nous proposons d'utiliser le même poids pour les deux objectifs ($A=1$, $B=1$), ainsi la fonction objectif devient la somme des fonctions objectifs de chaque cahier des charges.

Nous rappelons les variables d'optimisation pour les deux cahiers des charges (paragraphe IV.4.2).

Communes (même tôlerie stator et rotor) – 12 variables	
$\{e, h_{ds}, l_{ds}, k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}, k_{ib1}, k_{ib2}, k_{ib3}, e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}\}$	
Cahiers de charges 1 – 10 variables	Cahier des charges 2 – 16 variables
<ul style="list-style-type: none"> – Géométriques $\{L_{fer1}, pAPc1_1, pAPc1_2, pAPc1_3, pAPr1_1, pAPr1_2, pAPr1_3\}$ – Bobinage $\{n_{s1}, n_{brins1}\}$ – Onduleur $\{m_1\}$ 	<ul style="list-style-type: none"> – Géométriques $\{L_{fer2}, D_{ext2}, pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3, pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3, e_{a1}, e_{a2}, e_{a3}\}$ – Matériaux $\{Br, \mu r_{cale}\}$ – Bobinage $\{n_{s2}, n_{brins2}\}$ – Onduleur $\{Calibre_{ond}\}$

Il existe des variables communes pour tenir compte de la condition liée à l'utilisation de la même tôlerie. L'optimisation globale comporte alors 38 variables au total. Elle sera résolue par l'algorithme à évolution différentielle.

Les optimisations locales sont réalisées à partir des synoptiques données sur les *Figure 166* et *Figure 167*.

Les bornes des variables sont données dans le *Tableau XXXVII*.

Tableau XXXVII : Bornes des variables de l'optimisation des CdC1 et CdC2

Paramètre	Borne inférieure	Borne supérieure
Variables communes		
e [mm]	0,5	2
h_{ds} [mm]	11	26
l_{ds} [mm]	2	5,3
$k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}$	0,1	1
$k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}$	0,1	1
$e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}$	3,2	12,2
Cahier des charges 1		
$pAPc1_1, pAPc1_2, pAPc1_3$	0,1	1
$pAPr1_1, pAPr1_2, pAPr1_3$	0,1	1
L_{fer1} [mm]	180	240
n_{s1}	1	30
n_{brins1}	1	20
m_1	30	90
Cahier des charges 2		
$pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3$	0,1	1
$pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3$	0,1	1
e_{a1}, e_{a2}, e_{a3} [mm]	2	12
L_{fer2} [mm]	100	160
D_{ext2} [mm]	180	200
Br [T]	0,8	1,4
μr_{cale}	1	5
n_{s2}	1	30
n_{brins2}	1	20
$Calibre_{ond}$ [A]	100	600

Nous veillons également à prendre les mêmes types de variables que pour les optimisations précédentes.

Le nombre de variables a augmenté, nous choisissons de garder la même taille de population que celle du cas du cahier des charges 2 seul, c'est-à-dire une population de 150 individus.

L'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations est présenté sur la Figure 173.

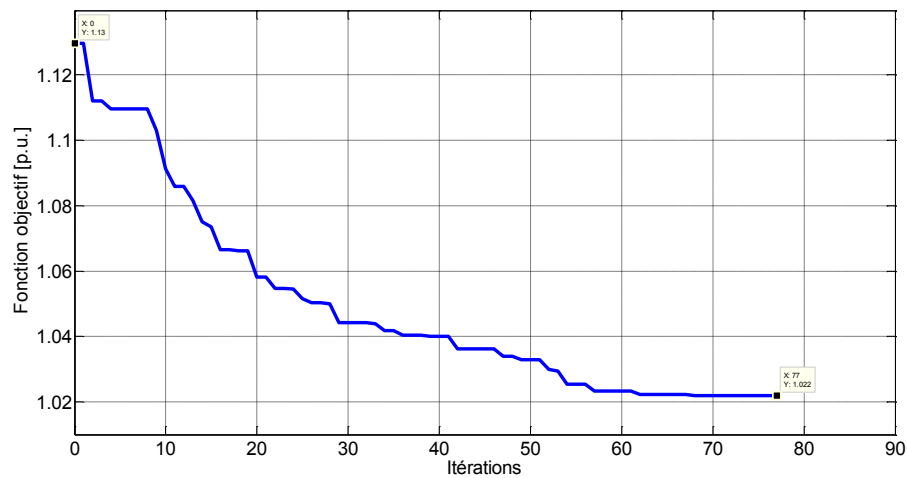


Figure 173 : Évolution de la fonction objectif de l'optimisation des CdC1 et CdC2

L'optimisation a pris 10 semaines pour converger avec les mêmes conditions que l'optimisation précédente². L'algorithme prend plus de temps car il doit respecter les contraintes des deux cahiers des charges.

Sur la *Figure 173* on exprime la fonction objectif en « *per-unit* », les valeurs de références sont les valeurs trouvées aux deux premières optimisations ($f_{opt1} + f_{opt2}$). Par conséquent, le coût de la solution optimale est 2,2 % plus élevé que lorsqu'on utilise des tôles différentes pour chaque cahier des charges.

Les valeurs des variables optimales et de la fonction objectif sont listées dans le *Tableau XXXVIII*.

Les valeurs de *CoûtCdC1* et *CoûtCdC2* sont entre parenthèses car elles représentent la répartition du coût total pour chaque cahier des charges. On peut remarquer que le système 2 est le plus onéreux.

² 2x8 cores Intel (R) Xeon (R) CPU E5-2690 @ 2.90GHz with 64Gb of RAM

Tableau XXXVIII : Valeurs des variables optimales

Paramètre	Valeur optimum
Variables d'optimisation	
Communes	
e [mm]	0,52
h_{ds} [mm]	18,36
l_{ds} [mm]	5,11
$k_{\theta 1}, k_{\theta 2}, k_{\theta 3}$	[0,43 0,61 0,82]
$k_{lb1}, k_{lb2}, k_{lb3}$	[0,38 0,57 0,81]
$e_{bf1}, e_{bf2}, e_{bf3}$ [mm]	[3,8 3,7 5,18]
Cahier des charges 1	
$pAPc1_1, pAPc1_2, pAPc1_3$	[1 0,77 0,87]
$pAPr1_1, pAPr1_2, pAPr1_3$	[0,79 1 0,98]
L_{fer1} [mm]	233
n_{s1}	13
n_{brins1}	4
m_1	75
Cahier des charges 2	
$pAPc2_1, pAPc2_2, pAPc2_3$	[0,6 0,79 0,86]
$pAPr2_1, pAPr2_2, pAPr2_3$	[1 0,93 0,95]
e_{a1}, e_{a2}, e_{a3} [mm]	[3,36 3,25 3,21]
L_{fer2} [mm]	150
D_{ext2} [mm]	200
Br [T]	1
μr_{cale}	1
n_{s2}	16
n_{brins2}	4
$Calibre_{ond}$ [A]	300
Fonction objectif	
Coût CdC1 + CdC2	1,022 (1,00)
Coût CdC1	(0,34)
Coût CdC2	(0,66)

La représentation des machines optimales est donnée sur la *Figure 174*.

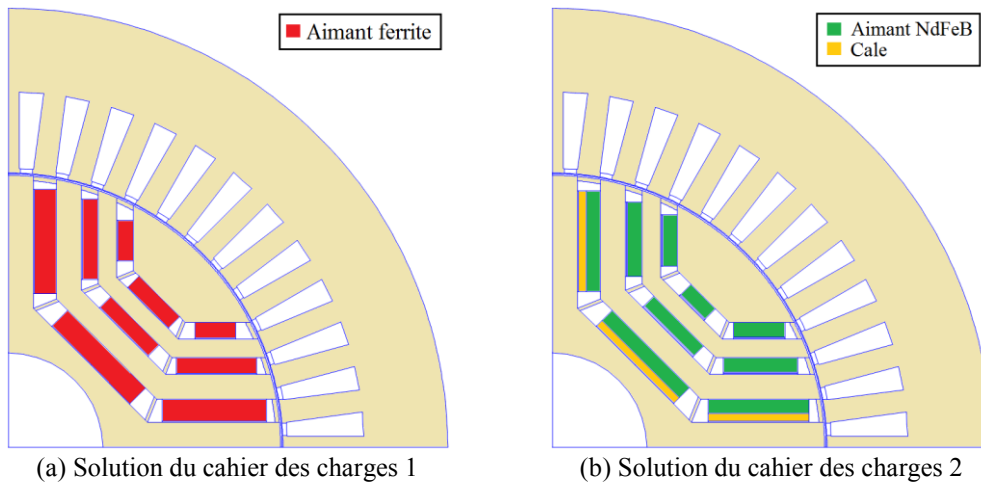


Figure 174 : Solution optimale pour les deux cahiers des charges ensemble

Comme cela était attendu, dès que la tôle est définie, l'algorithme maximise le volume d'aimants ferrite afin d'atteindre les performances du cahier des charges 1. En plus, il a compensé la réduction du volume d'aimant NdFeB et le calibre d'onduleur choisi, on peut vérifier cela dans les *Tableau XXXVI* et *Tableau XXXVIII*. La solution actuelle a plus de NdFeB, mais utilise un calibre d'onduleur inférieur. On remarque aussi l'utilisation de la cale pour la plus grande barrière.

On vient de présenter le résultat d'optimisation avec la « méthode d'agrégation » afin d'avoir un seul objectif. On s'intéresse également à connaître le compromis entre les deux cahiers des charges. Pour cela, on développe l'optimisation bi-objectif dans le paragraphe suivant.

IV.5.4 Optimisation bi-objectif

La différence par rapport à l'optimisation mono-objectif est le traitement des fonctions objectifs. Dans le cas présent, les objectifs ne sont plus reliés à une formule, (IV.16), ils sont séparés et exprimés de la manière suivante :

$$\text{Optimisation bi-objectif} \begin{cases} \min f_{obj1} \\ \min f_{obj2} \end{cases} \quad (IV.17)$$

La formulation des variables reste similaire à l'optimisation mono-objectif. La taille de la population est restée égale à 150 individus.

Les fonctions objectifs sont positionnées sur un plan à deux dimensions. Le front de Pareto, les points évalués par l'algorithme et le résultat obtenu de l'optimisation mono-objectif (méthode d'agrégation) sont tracés sur les *Figure 175* et *Figure 176*.

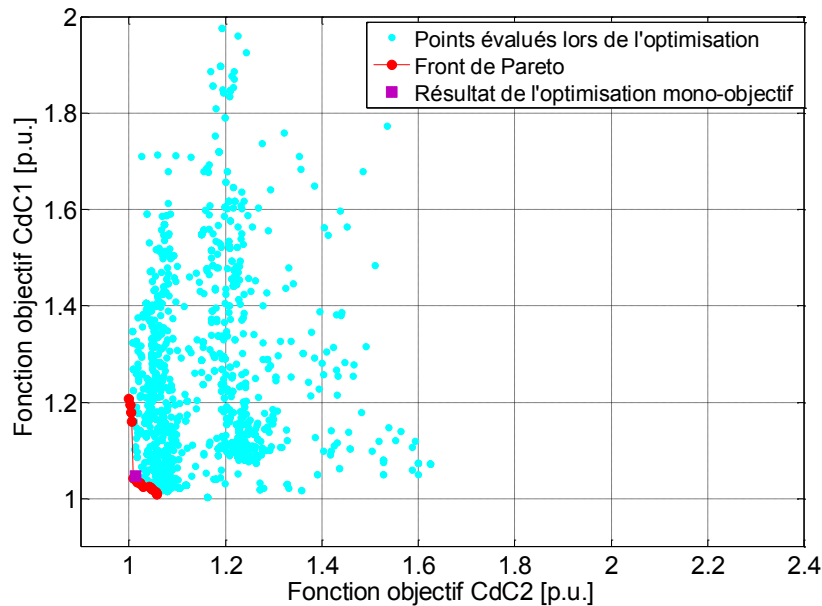


Figure 175 : Résultats de l'optimisation bi-objectif pour les CdC1 et CdC2

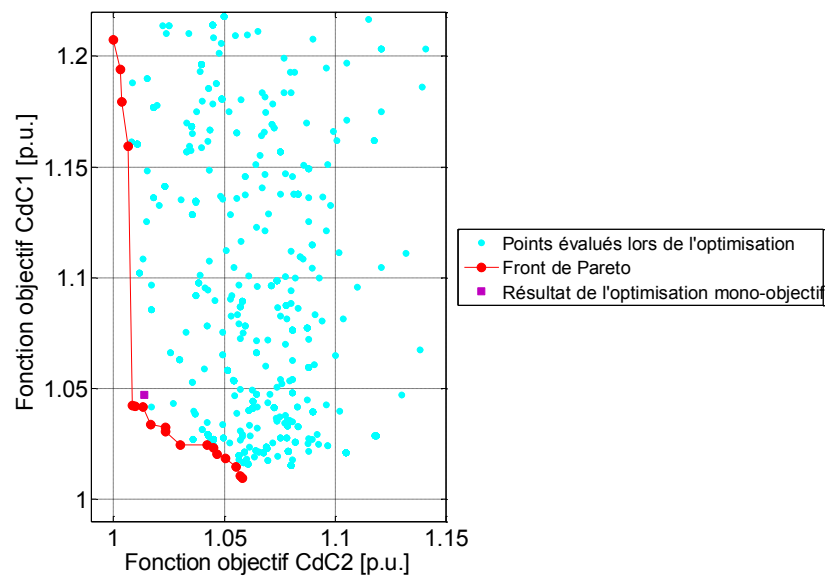


Figure 176 : Résultats de l'optimisation bi-objectif pour les CdC1 et CdC2 (zoom)

L'algorithme a pris 14 semaines pour donner les solutions optimales. On a utilisé 10 cœurs du même PC³ que les cas précédents. Tous les points sur les figures sont exprimés en « *per-unit* », en prenant comme référence chaque extrémité du front de Pareto.

On peut remarquer que l'algorithme mono-objectif (méthode d'agrégation) a trouvé une solution optimale proche du front de Pareto. Elle est donc satisfaisante,

³ 2x8 cores Intel (R) Xeon (R) CPU E5-2690 @ 2.90GHz with 64Gb of RAM

cependant elle ne donne qu'une seule solution à la différence de l'optimisation bi-objectif. Cela met en évidence l'intérêt de réaliser une optimisation bi-objectif, celle-ci donne plus d'information avec le front de Pareto.

Sur la *Figure 176*, on regarde les points extrêmes, si on cherche le coût minimal du cahier des charges 1, le cahier des charges 2 augmente 6 % de son coût. De manière similaire, si on cherche à minimiser le coût du cahier des charges 2, le cahier des charges 1 augmente de 20 %.

D'une façon plus simple, si la contrainte de même tôlerie n'existait pas, la solution serait le point de coordonnées (1,1). Si cette contrainte est prise en compte, il aura un coût supplémentaire, soit au cahier des charges 1 de 20 % maximum soit au cahier des charges 2 de 6 % maximum.

Cette analyse doit être complétée par une étude pour connaître si ce coût supplémentaire est inférieur au coût de fabrication de tôleries différentes.

Il faut remarquer que si on souhaite faire le choix d'un seul système optimal, cela n'est pas simple, il se base sur le poids de chaque fonction objectif, difficile à estimer à priori.

Par ailleurs, on relève les variables des points appartenant au front du Pareto et on suit leur évolution en fonction d'un des objectifs. Elles sont classifiées selon le type de variable : communes, CdC1 et CdC2, et bornées par leurs valeurs minimales et maximales.

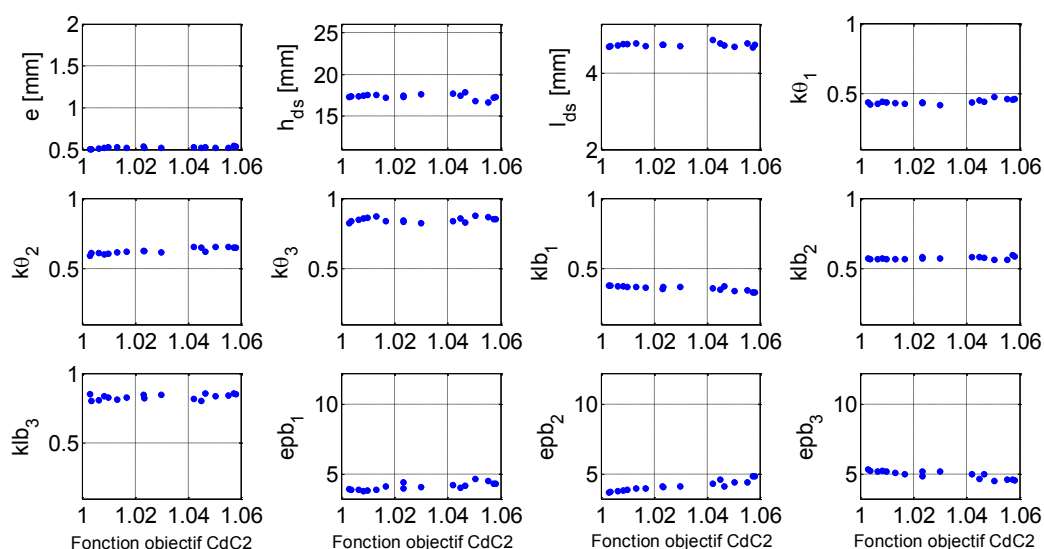
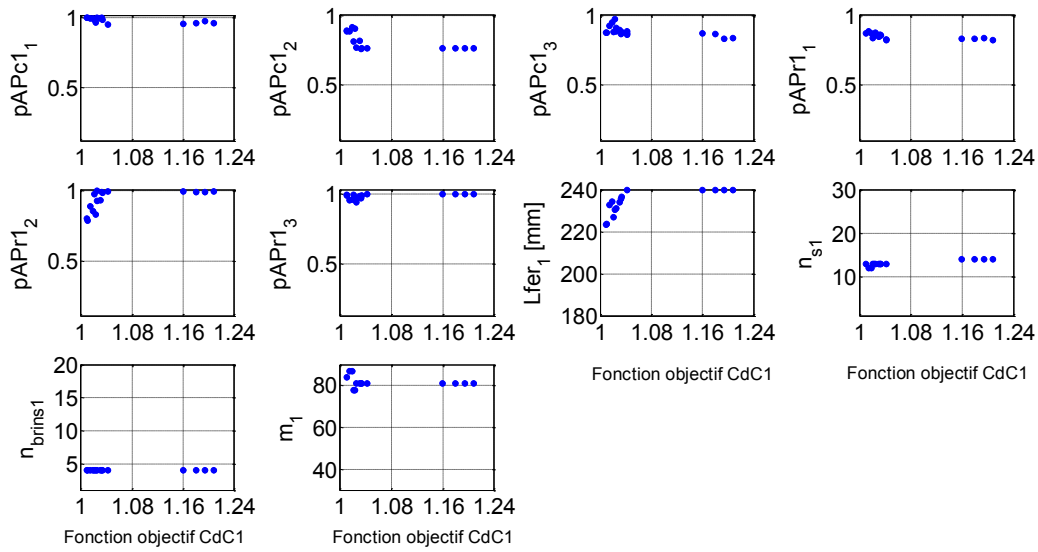
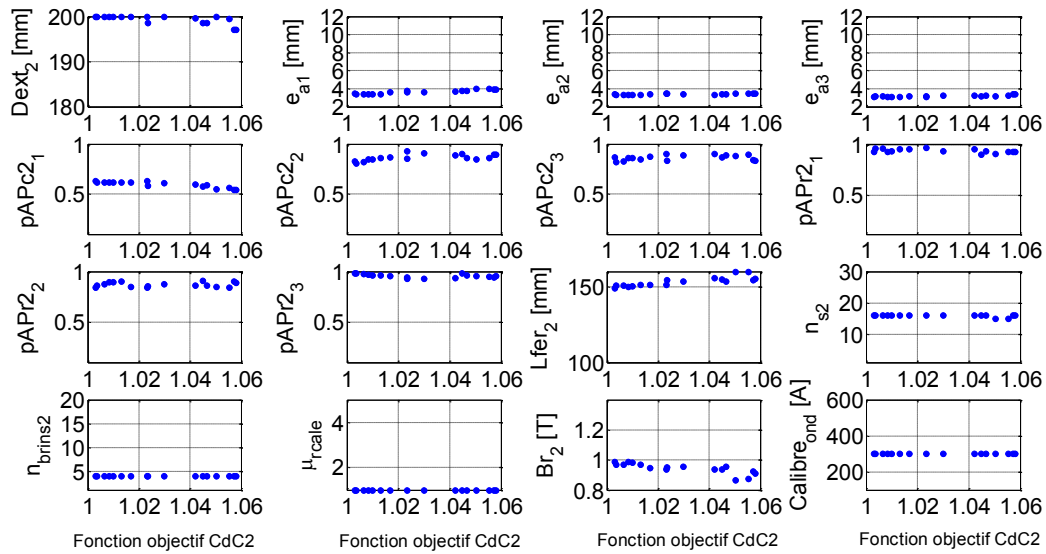


Figure 177 : Évolution des variables communes en fonction de $f_{objCdC2}$

Figure 178 : Évolution des variables du CdC1 en fonction de f_{objCdC1} Figure 179 : Évolution des variables du CdC2 en fonction de f_{objCdC2}

Nous voyons que les épaisseurs des barrières ($epb_{1,2,3}$) ont un impact sur la valeur de la fonction objectif. Il est évident aussi que pour minimiser le coût du système 1, la longueur de fer 1 ($Lfer_1$) est réduite. De façon similaire, la longueur du fer 2 ($Lfer_2$) influe sur le coût du système 2.

IV.6 Évaluation des gains technico-économiques

Une machine optimale du front de Pareto est maintenant comparée avec une solution industrielle existante. Cette structure est celle d'une machine à aimants permanents à concentration du flux (MSAP). Les tôles de stator et de rotor sont présentées sur la *Figure 180*.

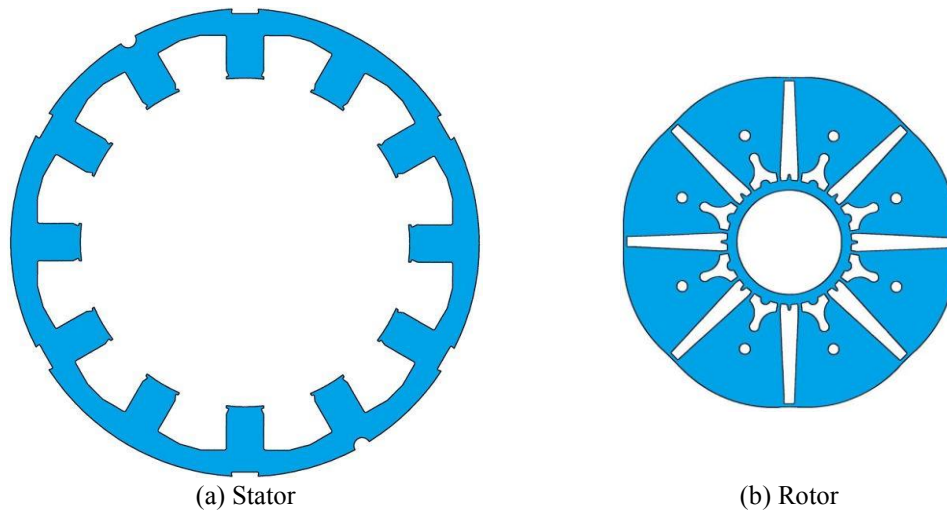


Figure 180 : Machine industrielle existante (MSAP)

La machine possède un bobinage sur dent et des aimants en NdFeB. Le coût de cette machine est donc défini. On calcule le niveau de courant nécessaire pour obtenir les performances de l'application industrielle. Ce courant dimensionnera l'onduleur à utiliser et donc on obtiendra le coût total du système.

La MSAP a été dimensionné pour obtenir les performances du cahier des charges 1 (CdC1). La solution optimale du front de Pareto (*Figure 176*) qui minimise le cahier des charges 1 est donc choisie, elle est représentée sur la *Figure 181*.

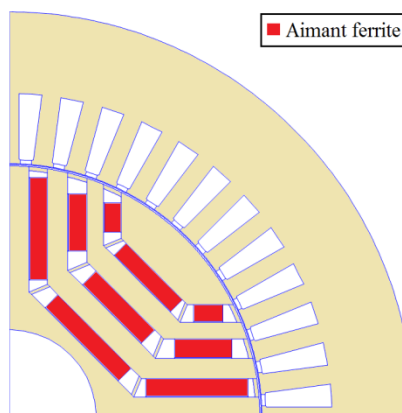


Figure 181 : Solution du front de Pareto, minimisant le CdC1

La comparaison des coûts des systèmes de la MSAP existante et de la MSR-AP optimale est donnée dans le *Tableau XXXIX*.

Tableau XXXIX : Comparaison du coût de la MSR-AP optimal CdC1 et MSAP

Paramètre	MSR-AP optimal CdC1	MSAP existante
Variables d'optimisation		
$I [A_{eff}]$	73	57
$\alpha [^\circ \text{élec}]$	60	20
Fonction objectif		
<i>Coût système (Coût_{opt})</i>	1	1,57
<i>Coût moteur</i>	0,70	1,27
<i>Coût onduleur</i>	0,30	0,30

Le système de la MSAP est 57 % plus onéreux que le système de la MSR-AP. Il est évident que c'est le moteur qui définit cette différence. Le coût de la MSR-AP est 0,7 p.u., alors que celui de la MSAP est 1,27 p.u. La MSR-AP est donc 45 % moins onéreuse que la MSAP. Par conséquent, l'intérêt de cette machine face à une solution existante est évident.

IV.7 Conclusion

Ce chapitre a été dédié au dimensionnement par optimisation du système onduleur-moteur à partir d'une routine d'optimisation. Le choix d'utiliser un algorithme d'évolution différentielle a été démontré et mis en évidence au cours de ce chapitre. Il a correctement géré la grande quantité de variables d'optimisation et les deux objectifs.

Nous avons eu deux applications : industrielle et traction électrique. Il s'agissait d'une application à vitesse fixe pour la première et à vitesse variable pour la seconde. Le problème est donc lié à plusieurs points de fonctionnement, généré surtout par la seconde application par la prise en compte du cycle de conduite, WLTP classe 3, *high speed*. Les cycles de conduite étant caractérisés par de nombreux points de fonctionnement, nous avons adopté une démarche afin de représenter le cycle avec un nombre de points de fonctionnement réduit. Après cela, nous avons obtenu six points de fonctionnement, auxquels on ajoute deux points de l'enveloppe permanente, deux points de l'enveloppe transitoire et un point de dysfonctionnement. Ainsi, le problème a été réduit à 11 points à calculer pour l'application 2 et un point pour l'application 1.

Nous avons dimensionné les deux systèmes en prenant en compte la contrainte industrielle d'utilisation de la même tôlerie pour les deux moteurs. Cette contrainte est de grande importance dans l'industrie, car elle influe directement sur le processus de fabrication, et donc sur son coût total.

Pour gérer ce problème nous avons proposé de réaliser plusieurs optimisations :

- Optimisation mono-objectif du cahier des charges 1 : la solution correspond à la solution complètement optimisée pour ce cahier des charges sans être influencée par le cahier des charges 2.
- Optimisation mono-objectif du cahier des charges 2 : la solution correspond à la solution complètement optimisée pour le cahier des charges 2 sans être influencée par le cahier des charges 1.
- Optimisation mono-objectif des cahiers des charges simultanément : l'objectif global a été géré par la « méthode d'agrégation ».
- Optimisation bi-objectif : le but est d'obtenir le compromis entre les deux cahiers des charges.

Par rapport au type d'optimisation utilisé, l'optimisation bi-objectif, malgré son temps d'exécution, a présenté de meilleurs résultats et plus d'information que les autres optimisations. Elle rend possible l'analyse des points extrêmes du front de Pareto.

Si nous souhaitons utiliser la même tôlerie, le coût total est affecté : soit avec une augmentation de 20 % du coût de cahier des charges 1 sans augmentation de coût pour le cahier des charges 2, soit avec une augmentation de 6 % du coût de cahier des charges 2 plus une augmentation de 1 % du coût du cahier des charges 1. On peut également conclure avec une solution intermédiaire, une augmentation de 4,2 % du coût de cahier des charges 1 plus une augmentation de 0,8 % du coût de cahier des charges 2. Dans cette étape il reste à comparer cette augmentation au coût supplémentaire dû à la fabrication de deux tôles différentes. Par conséquent, cette approche agira comme une aide à la décision.

La comparaison entre la MSR-AP optimale et la MSAP existante donne des résultats satisfaisants pour la MSR-AP. Celle-ci possède un coût 45 % inférieur au coût de la MSAP. On a alors mis l'intérêt technico-économique pour développer de plus en plus la MSR-AP.

Conclusions générales

L'objectif de la thèse a été de réaliser un modèle analytique multi-physique afin de dimensionner un système composé par une machine électrique et un onduleur en utilisant une routine d'optimisation. Les travaux ont proposé une nouvelle structure de machine électrique aussi performante que les machines à aimants permanents en terres rares.

Le dimensionnement des machines doit couramment prendre en compte les contraintes industrielles. L'approche est d'utiliser le même circuit magnétique pour diverses applications. Une application peut avoir un stator fixe et seul le rotor est changé, cela permet de standardiser le découpage des encoches du stator. Une autre idée est que deux applications utilisent la même tôlerie du stator et du rotor.

La recherche bibliographique a permis de s'orienter vers la technologie des machines synchro-réductantes assistées d'aimants permanents. Le couple de ce type de machines est principalement produit par la saillance du rotor, il est alors possible d'utiliser des aimants permanents à faible densité énergétique. Ces machines présentent un couple et un facteur de puissance plus élevés que ceux des machines asynchrones. De plus, elles peuvent avoir des performances similaires à celles des machines à aimants permanents à haute densité d'énergie. Par conséquent, la machine employant des aimants en ferrite est capable de remplacer les machines à aimants en terres rares dans plusieurs applications. Elle permet alors de réduire l'utilisation d'aimants en terres rares et de minimiser l'impact environnemental associé à l'extraction de ces dernières.

Après avoir fait le choix de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents, nous avons analysé ses performances électromagnétiques en employant une modélisation par éléments finis. Dans un premier temps, l'analyse a mis en évidence, de manière quantitative, l'intérêt d'utiliser des aimants permanents dans les barrières de flux. Ils augmentent le couple de 45 % et le facteur de puissance de 52 % par rapport à une structure sans aimants permanents. Après cela, nous avons analysé les ondulations de couple et nous avons pu remarquer qu'elles dépendent des angles d'ouverture des barrières de flux. Cette analyse nous a permis de définir de manière mathématique une plage de valeurs d'angles d'ouverture à proscrire et d'établir une règle de conception relative à ce critère. Ensuite, nous avons mis en évidence la réduction de flux magnétique due à la présence de ponts rotoriques, en remarquant que ce sont les ponts radiaux les plus pénalisants. Enfin, l'ensemble de cette analyse par éléments finis a permis

d'identifier les paramètres à prendre en compte pour une modélisation analytique de la machine.

La modélisation analytique multi-physique du système onduleur-moteur a été développée. L'onduleur triphasé à trois bras est traité en premier. Le modèle a présenté des expressions pour le calcul des pertes et le calcul des températures dans les semi-conducteurs. Un modèle technico-économique a aussi été incorporé, le coût de l'onduleur dépendant directement de son calibre.

Pour le moteur, nous avons développé des modèles magnétique, électrique, énergétique, thermique, mécanique et technico-économique. Le modèle magnétique prend en compte la saturation dans le stator et les fuites d'encoches pour le calcul de l'induction dans les dents et dans la culasse du stator. Un point innovant dans cette thèse est la prise en compte de la saturation au rotor. Ce modèle magnétique du moteur a été validé par un modèle par éléments finis, le comparatif a donné des résultats très proches entre les deux modèles.

Un modèle de pertes par effet Joule pour un bobinage constitué par plusieurs conducteurs divisés en plusieurs brins élémentaires a également été présenté. Le modèle a permis d'écrire les équations traduisant le rapport entre la résistance en AC et la résistance en DC. Une méthodologie pour le calcul des coefficients du modèle de Bertotti a été présentée. Le modèle de pertes fer tient compte de l'influence d'une induction non-sinusoïdale et d'une alimentation par MLI. Les harmoniques de l'induction augmentent les pertes par courant de Foucault et l'alimentation par MLI génère des harmoniques dans la tension qui augmentent les pertes fer. Les pertes fer au rotor sont principalement des pertes de surface au niveau de l'entrefer. Les deux modèles de pertes fer ont aussi été validés par un modèle numérique, le modèle *Loss Surface*. L'évolution des pertes fer pour différents points de fonctionnement, calculées avec le modèle analytique, présente la même tendance que celle obtenue avec le modèle numérique. Les pertes mécaniques du modèle tiennent compte des pertes par frottement et des pertes dues à la ventilation.

Le modèle mécanique a été basé sur un calcul de résistance des matériaux. Il calcule les contraintes aux ponts rotoriques et en déduit des facteurs de sécurité d'éclatement et de fatigue. Ce sont les ponts radiaux qui supportent les contraintes les plus fortes.

Le modèle thermique a été développé en utilisant une approche nodale 3D. Cette modélisation a permis de prendre en compte la différence de températures entre le bobinage au niveau de la longueur active et les têtes de bobines. Cela a été vérifié par les essais sur un prototype. Nous avons proposé deux types de

refroidissement, par air et par eau. Ce dernier est réalisé avec une conduite en forme de spirale. Cela permet d'avoir deux choix pour le refroidissement de la machine.

Le couplage des modèles analytiques du moteur a été validé par des essais sur un prototype de moteur. Nous avons conclu que l'écart du couple entre le modèle analytique et les essais était dû à des problèmes de découpage de tôles. Les températures mesurées sur le prototype et calculées par le modèle analytique sont du même ordre de grandeur.

Tous les modèles analytiques de la machine ont été développés en laissant le nombre de barrières de flux et le nombre de pôles comme paramètre, ce qui est important pour explorer un plus grand nombre de solutions pour les futurs dimensionnements de machines. Le modèle analytique multi-physique conçu a donné des résultats cohérents pour les faibles et fort courants et surtout pour la plage d'angle de calage où la machine est censée travailler. Par conséquent, son utilisation pour la conception par optimisation est validée.

Nous avons aussi analysé la possibilité de piloter la machine sans utiliser de capteur de position. Nous avons vérifié que le modèle analytique produisait des résultats similaires à ceux obtenus par éléments finis. Par conséquent cela génère deux apports, nous pouvons utiliser la technique de pilotage sans capteur de position pour certaines applications et en plus nous nous sommes assurés de son utilisation correcte à partir d'un modèle analytique.

La dernière étape a été le dimensionnement par optimisation de deux systèmes onduleur-moteur avec la contrainte d'utiliser la même tôlerie. Chaque système est caractérisé par une application différente : une de type industrielle et une de type traction électrique. Nous avons proposé l'utilisation d'une méthode originale pour réduire efficacement le nombre de points de fonctionnement. Afin de faire face au problème constitué par la prise en compte de plusieurs points de fonctionnement, nous avons mis en œuvre l'approche des optimisations globale et locale. Ainsi nous obtenons deux conclusions dans cette partie. Premièrement, nous constatons que l'optimisation bi-objectif est la plus performante parmi toutes les optimisations étudiées. C'est celle qui fournit le plus d'information sur les solutions possibles grâce à la représentation sous forme d'un front de Pareto, malgré son temps de résolution élevé. La seconde conclusion concerne les résultats optimisation. Le fait d'imposer la contrainte d'utiliser le même circuit magnétique pour les deux cahiers des charges fait augmenter soit le coût de l'application de traction électrique de 6 % au maximum soit le coût de l'application industrielle de 20 % au maximum. Il est aussi possible d'obtenir une solution intermédiaire, une augmentation du coût de l'application industrielle de

4,2 % et une augmentation du coût de l'application de traction électrique de 0,8 %. Ces pourcentages sont satisfaisants et représentent un compromis acceptable. Ceci nous permet d'accepter cette contrainte industrielle et de proposer un unique dimensionnement magnétique. Par conséquent, nous avons proposé une procédure innovante d'optimisation pour dimensionner un circuit magnétique répondant à deux applications simultanément.

Nous pouvons conclure que la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents est une bonne candidate pour remplacer les machines à aimants permanents sur une partie des applications. Nous avons pu quantifier cela par la comparaison entre les coûts de systèmes sur un cas particulier. Le système d'entraînement à base de MSR-AP est 36 % moins onéreux que celui employant le moteur industriel existant.

Ces travaux pourront être complétés par certaines perspectives. La modélisation peut être développée dans plusieurs domaines. D'abord, les pertes dans les aimants permanents peuvent être intégrées, surtout s'il s'agit d'aimants en terres rares. Le modèle thermique peut aussi être amélioré en enlevant l'hypothèse de symétrie axiale. Ce modèle peut aussi tenir compte des diverses formes de conduites pour un refroidissement par eau. Les pertes aérauliques dues au ventilateur doivent être analysées plus en détail, le débit et le rendement du ventilateur font partie des points les plus sensibles à estimer. Un domaine est ouvert sur l'impact de la dégradation des matériaux sur les performances électromagnétiques. Ces travaux permettront de mieux prendre en compte ces effets et de les intégrer dans la modélisation. Il est aussi possible d'avancer les travaux sur l'optimisation en améliorant des algorithmes utilisés pour les optimisations globale et locale. Les cas traités dans l'optimisation ont été réalisés pour une structure à quatre pôles. L'analyse de cas de structures comportant d'autres polarités (6 et 8 pôles) pourra aussi apporter des informations complémentaires intéressantes.

Annexe I : Définition de paramètres géométriques du rotor de la MSR-AP

Dans nos études et en vue de l'optimisation de la machine vis-à-vis des cahiers des charges, nous allons principalement faire varier la géométrie du rotor. Il est alors important de définir les paramètres géométriques. Ainsi, la barrière de flux, tracée sur les *Figure 1* et *Figure 2*, est définie par les paramètres suivants :

- l'angle d'ouverture θ ,
- la position radiale lb ,
- l'épaisseur de la barrière e_{bf} ,
- l'épaisseur du pont tangentiel e_{pt} ,
- l'épaisseur du pont radial e_{pr} ,
- l'angle d'inclinaison du pont radial δ_{pr} ,
- l'épaisseur de l'aimant e_a ,
- le pourcentage d'aimant central pAP_c ,
- le pourcentage d'aimant radial pAP_r .

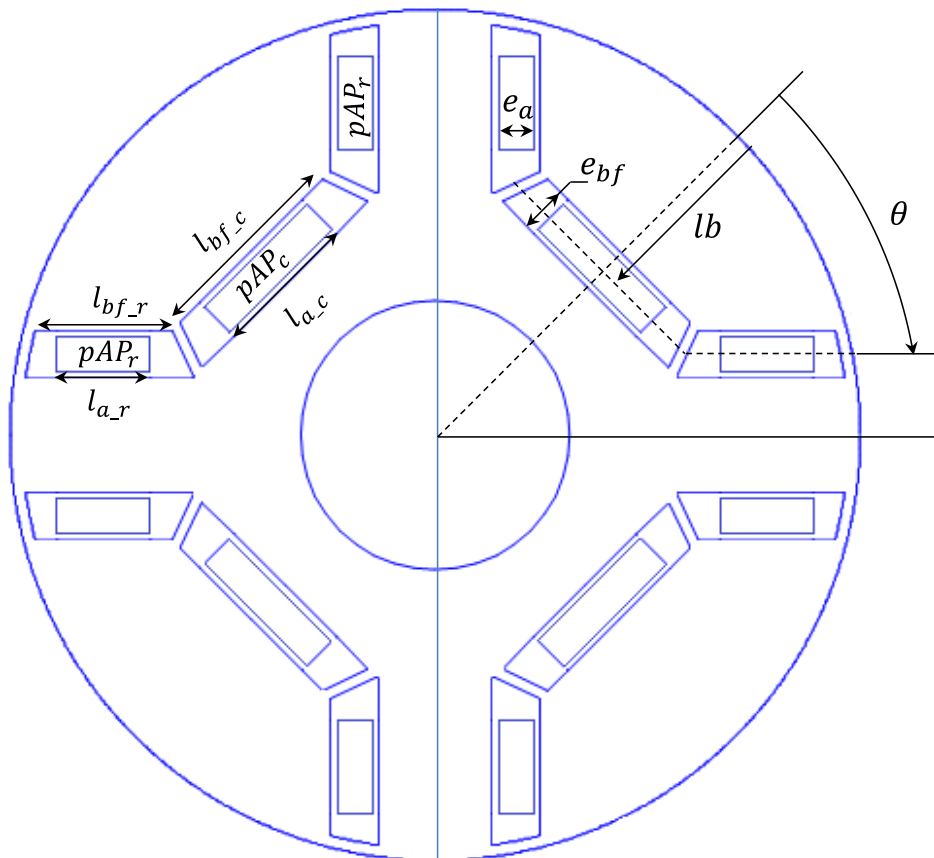


Figure 1 : Paramètres géométriques de la MSR-AP

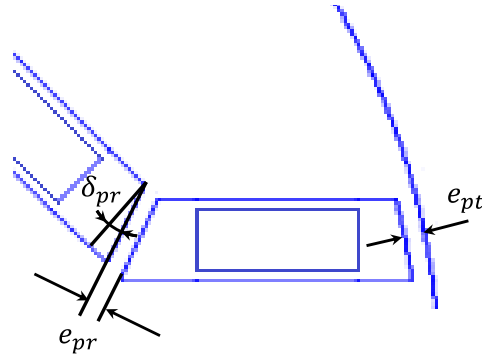


Figure 2 : Paramètres géométriques des ponts rotoriques

Nous pouvons remarquer que les aimants n'ont pas la même épaisseur que les barrières. Cela est dû à des raisons de fabrication des aimants permanents, ils sont faits avec une tolérance non-négligeable, ainsi le contact entre les aimants et le fer n'est pas toujours parfait. Ainsi, l'épaisseur de la barrière de flux est dimensionnée pour la tolérance haute de l'épaisseur de l'aimant.

Le pourcentage d'aimants permanents (pAP) est défini par la largeur des aimants (l_a), car elle est limitée par la largeur de la barrière (l_{bf}). Ainsi, à 100 % toutes les deux seraient égales.

- largeur de la barrière centrale l_{bf_c} ,
- largeur de la barrière radiale l_{bf_r} ,
- largeur de l'aimant central l_{a_c} : $l_{a_c} = pAP_c \times l_{bf_c}$,
- largeur de l'aimant radial l_{a_r} : $l_{a_r} = pAP_r \times l_{bf_r}$.

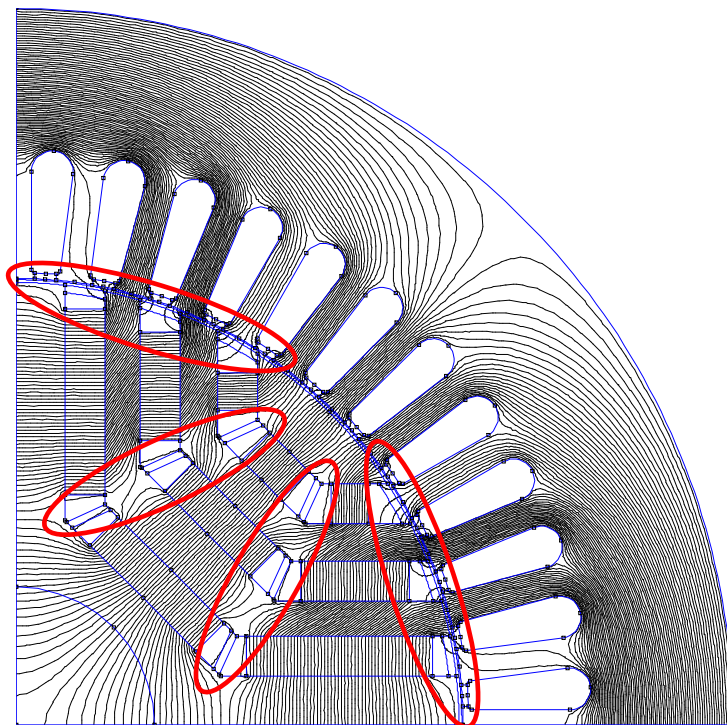
Annexe II : Analyse des ponts rotoriques – Lignes de champ

Figure 1 : MSR-AP à vide – sans ponts rotoriques

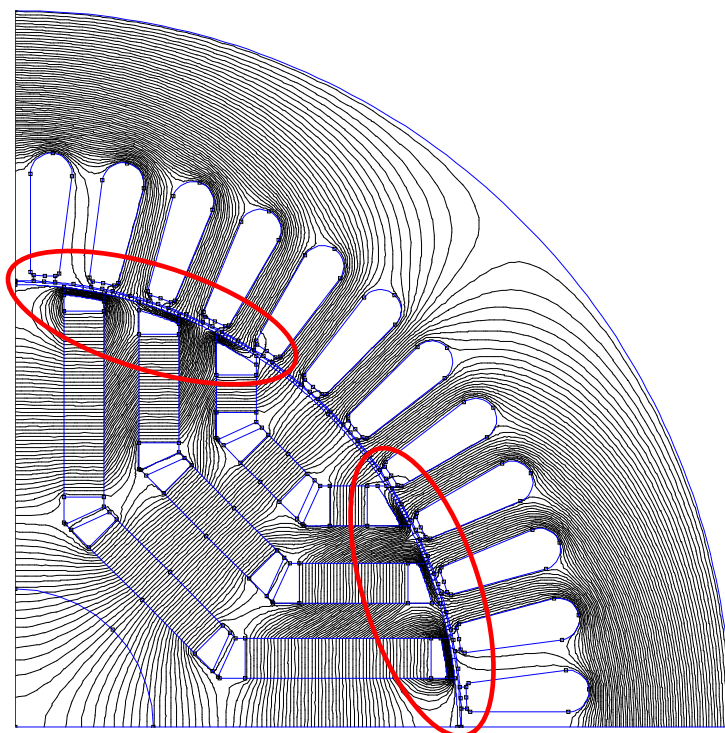


Figure 2 : MSR-AP à vide – les ponts tangentiels seuls

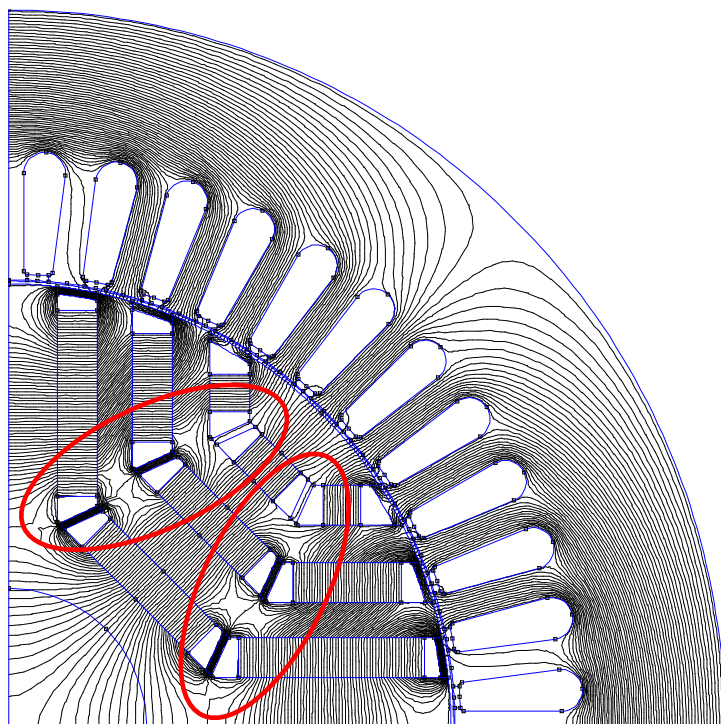


Figure 3 : MSR-AP à vide – tous les ponts rotoriques

Références bibliographiques

- [ALH05] Y. ALHASSOUN, « *Étude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse* ». Thèse de doctorat Génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 221 pages, Mai 2005.
- [ALO11] P. ALOTTO, M. BARCARO, N. BIANCHI, M. GUARNIERI, “*Optimization of interior PM Motors with machaon rotor flux barriers*”. IEEE Transactions on Industry Applications, Mai 2011.
- [ARM09] E. ARMANDO, P. GUGLIELMI, G. PELLEGRINO, M. PASTORELLI, A. VAGATI, “*Accurate Modeling and Performance Analysis of IPM-PMASR Motors*”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, N° 1, pp. 123-130, Jan/Feb. 2009.
- [ART14] ARTE, « Terres rares mais indispensables ». Avril 2014
<http://future.arte.tv/fr/les-terres-rares>
- [BAR10] M. BARCARO, N. BIANCHI, F. MAGNUSSEN, “*Rotor Flux-Barrier Geometry Design to Reduce Stator Iron Losses in Synchronous IPM Motors Under FW Operations*”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, N° 5, pp. 1950-1958, Sept/Oct. 2010.
- [BAR10a] M. BARCARO, N. BIANCHI, F. MAGNUSSEN, “*Design Consideration to maximize Performance of an IPM Motor for a Wide Flux-Weakening Region*”. IEEE 19th International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2010, Sept. 2010.
- [BER88] G. BERTOTTI, “*General properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials*”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 1, pages 621-630, Jan.1988.
- [BER99] Y. BERTIN, « *Refroidissement des machines électriques tournantes* ». Techniques de l’Ingénieur, D3460, pages 1-20, Mai 1999.
- [BET99] F. BERNOT, « *Machines à courant continu – Constitution et fonctionnement* ». Techniques de l’ingénieur, D3555, pages 1-14, Mai 1999.
- [BIA02] N. BIANCHI, B.J. CHALMERS “*Axially Laminated Reluctance Motor Analytical and Finite-Element Methods for Magnetic Analysis*”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 38, no. 1, pages 239-245, Jan. 2002.
- [BIA06] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, D. BON, M.-C. DAI PRE, “*Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors*”. IEEE Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting. vol. 3, pp. 1193-1200, Oct. 2006.

- [BIA07] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, “*Influence of Rotor Geometry of an IPM Motor on Sensorless Control Feasibility*”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, N° 1, pp. 87-96, Jan/Feb. 2007.
- [BIA08] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, D. BON, M.-C. DAI PRE, “*Torque Harmonic Compensation in a Synchronous Reluctance Motor*”. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, N° 2, pp. 466-473, June 2008.
- [BIA09] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, D. BON, M.-C. DAI PRE, “*Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors*”. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 45, N°3, pp. 921-928, May/June 2009.
- [BIA10] N. BIANCHI, L. ALBERTI, “*MMF harmonics effect on the embedded FE analytical computation of PM motors*”. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 46, N°2, pp. 812-820, March/April 2010.
- [BIA12] N. BIANCHI, D. DURELLO, E. FORNASIERO, “*Multi-Objective Optimization of an Interior PM Motor for a High-Performance Drive*”. IEEE 20th International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2012, Sept. 2012.
- [BIA13] N. BIANCHI, E. FORNASIERO, S. BOLOGNANI, “*Effect of Stator and Rotor Saturation on Sensorless Rotor Position Detection*”. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 49, N°3, pp. 1333-1342, May/June 2013.
- [BIE98] J.-M. BIEDINGER, J.-P. VILAIN, « *Dimensionnement des actionneurs électriques alimentés à fréquence variable sous faible tension : I. Analyse du problème couplé magnétique, thermique, électrique* ». The european physical journal – Applied Physics 3, pages 101-118, 1998.
- [BOG03] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, M. LAZZARI, M. PASTORELLI, “*Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach*”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, no 2, p. 981–989, March 2003.
- [BOG05] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, M. PASTORELLI, A. VAGATI, “*Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance*”. IEEE Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 474-479, Oct. 2005.
- [BOG10] A. BOGLIETTI, A. CAVAGNINO, “*A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors*”. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 46, no 5, p. 1882–1890, Sept/Oct 2010.

- [BOL94] I. BOLDEA, Z.X. FU, S.A. NASAR, “*Performance evaluation of axially-laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors*”. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 30, no 4, p. 977–985, July/Aug 1994.
- [BRI07] S. BRISSET, « *Démarches et outils pour la conception optimal des machines électriques* ». Habilitation à diriger des recherches de l’Université des Sciences et Technologies de Lille (France), Déc. 2007.
- [CHE04] L. CHEDOT, « *Contribution à l’étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l’alternateur-démarrateur* ». Thèse de doctorat, Université de Technologie Compiègne (UTC), 134 pages, Nov. 2004.
- [CHE08] J.T. CHEN, Z.Q. ZHU, A.S. THOMAS, D. HOWE, “*Optimal Combination of Stator and Rotor Pole Numbers in Flux-Switching PM Brushless AC Machines*”. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS’2008), Oct. 2008.
- [COR98] M. J. CORLEY, R. D. LORENZ, “*Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds*”. IEEE Transactions on Industry Application, vol. 34, no 4, p. 784–789, July/Aug 1998.
- [DAG13] B. DAGUSE, « *Modélisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d’une machine dédiée à une chaîne de traction hybride à dominante électrique* ». Thèse de doctorat, École Supérieure d’Électricité (Supélec), Gif-sur-Yvette, 189 pages, Juin 2013.
- [DEB00] K. DEB, S. AGRAWAL, A. PRATAP, T. MEYARIVAN, “*A fast elitist non-dominated sorting genetic algorithm for multi-objective optimization: NSGA-II*”. 6th International Conference Paris, France, Sept. 2000.
- [DES96] M. DESSOUDE, « *Moteurs asynchrones – Choix et problèmes connexes* ». Techniques de l’ingénieur, D3490, pages 1-24, Juin 1996.
- [DOC10] C. DOC, « *Contribution à la conception et au dimensionnement d’un actionneur d’embrayage* ». Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne (UTC), 162 pages, Oct. 2010.
- [DUM12] P. DUMAS et A. MIRAOU, « *Aimants permanents – Fonctionnement des circuits magnétiques* ». Techniques de l’ingénieur, D2085, pages 1-18, Fév. 2012.
- [ELR04] A. EL-REFAIE, N. HARRIS, T. JAHNS, K. RAHMAN, “*Thermal analysis of multibarrier interior PM synchronous machine using lumped*

- parameter model*". IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no 2, June 2004.
- [FOD09] D. FODOREAN, A. MIRAOU, « *Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)* ». Techniques de l'ingénieur, D3554, pages 1-22, Nov. 2009.
- [FRA93] A. FRATTA, G. P. TROGLIA, A. VAGATI, F. VILLATA, "Evolution of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines". Records of IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Toronto, Canada, vol. 1, pp. 163-170, Oct. 1993.
- [GAU05] T. GAUTREAU, « *Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis Loss Surface et application aux machines synchrones à aimants* ». Thèse de doctorat, Génie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, 138 pages, Déc. 2005.
- [GIN09] D. GINSBOURGER, « *Multiples métamodèles pour l'approximation et l'optimisation de fonctions numériques multivariées* », Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Mines de Saint-Étienne, 375 pages, Mars 2009.
- [GRE89] G. GRELLET « *Pertes dans les machine tournantes* ». Techniques de l'ingénieur, D3450- D3451, Déc. 1989.
- [GUG06] P. GUGLIELMI, M. PASTORELLI, A. VAGATI, "Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control". IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 42, No. 6, Nov. /Déc. 2006.
- [GUT12] C. GUTFRIND, « *Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d'air d'un moteur thermique* », Thèse de doctorat, École Supérieure d'Électricité (Supélec), Gif-sur-Yvette, Juillet 2012.
- [HAA03] J. HAATAJA, "A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives" Thesis for the degree of Doctor of Science at Lappeenranta University of Technology, Finland, June 2003.
- [HAG14] M. HAGE HASSAN, « *Méthodologies de conception optimale de systèmes de conversion électromécanique* ». Thèse de doctorat, Laboratoire de Génie Électrique de Paris (LGE), Gif-sur-Yvette, 166 pages, Mars 2014.
- [HAJ01] J.-I. HA, K. IDE, T. SAWA, S.-K. SUL, "Sensorless Position Control and Initial Position Estimation of an Interior Permanent Magnet Motor". Industry Application Conference 2001, Thirty-sixth IAS Annual Meeting Conference, Sept. /Oct. 2001.

- [HLI08] S. HLIOUI, « *Étude d'une machine synchrone à double excitation. Contribution de la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal* ». Thèse de doctorat, Sciences pour l'ingénieur, Génie électrique, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et Université de Besançon, 171 pages, Déc. 2008.
- [HOL04] J. HOLTZ, H. PAN, "Elimination of Saturation Effects in Sensorless Position-Controlled Induction Motors". IEEE Transactions on Industry Application, vol. 40, No. 2, March/April 2004.
- [IDO09] L. IDOUGHI, X. MININGER, F. BOUILLAUT, « *Modèle thermique équivalent d'une encoche statorique basé sur la méthode FIT* », Électrotechnique du Futur, Compiègne, Sept. 2009.
- [IEC14] Norme internationale IEC60034-30-1, « *Classes de rendement pour les moteurs à courant alternatif alimentés par le réseau (code IE)* », 2014.
- [ILE11] D. ILEA, « *Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers* ». Thèse de doctorat, École central de Lille, 157 pages, Oct. 2011.
- [IMA80] R.L. IMAN, J.M. DAVENPORT, D.K. ZEIGLER, "Latin hypercube sampling (program user's guide)". 1980.
- [INF06] INFINEON, "Dimensioning program IPOSIM for loss and thermal calculation of Infineon IGBT modules, Technical Documentation", 2006.
- [JAN09] X. JANNOT, J.-C. VANNIER, J. SAINT-MICHEL, M. GABSI, C. MARCHAND, D. SADARNAC, "An analytical model for ipm synchronous machine with circumferential magnetization design". Electromotion 09 – EPE Chapter « Electric Drives », Lille, 2009.
- [JAN10] X. JANNOT, « *Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse* ». Thèse de doctorat, École Supérieure d'Électricité (Supélec), Gif-sur-Yvette, 262 pages, Déc. 2010.
- [JEO12] Y.-H. JEONG, K. KIM, Y.-J. KIM, B.-S. PARK, S.-Y. JUNG, "Design Characteristics of PMA-SynRM and Performance Comparison with IPMSM Based on Numerical Analysis". IEEE 20th International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2012, Sept. 2012.
- [KAN08] Y. KANO, T. KOSAKA, N. MATSUI, T. NAKANISHI, "Sensorless-Oriented Design of IPM Motors for General Industrial Applications". IEEE 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2008, Sept. 2008.

- [KIM07] K.-C. KIM, J. S. AHN, S. H. WON, J.-P. HONG, J. LEE, “*A study on the optimal design of SynRM for the high torque and power factor*”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, N° 6, pp. 2543-2545, June 2007.
- [KIY14] K. KIYOTA, H. SUGIMOTO, A. CHIBA, “*Comparing electric motors*”, IEEE Industry Applications Magazine, July/Aug 2014.
- [KOE12] S. KOECHLIN, « *Guide de calcul des rotors de machines synchrones* ». Document Leroy-Somer, Fév. 2012.
- [KOE13] S. KOECHLIN, “*Synchronous Rotors Mechanical Dimensioning*”, Document Leroy-Somer, 2013.
- [KOL10] Z. KOLONDZOVSKI, P. SALLINEN, A. ARKKIO, “*Thermal Analysis of a High-Speed PM Machine Using Numerical and Thermal-Network Method*”. IEEE 19th International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2010, Sept. 2010.
- [KON10] J. KOLEHMAINEN, “*Synchronous Reluctance Motor With Form Blocked Rotor*”. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, N°2, pp. 450-456, June 2010.
- [LAG98] J.C. LAGARIAS, J. A. REEDS, M. H. WRIGHT, P. E. WRIGHT. “*Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions*”. SIAM Journal of Optimization, Vol. 9 Number 1, pp. 112-147, 1998.
- [LEB09] J.-M. LE BRETON, L. LECHEVALLIER, Ph. TENAUD, A. MOREL, « *Aimants permanents – Matériaux et propriétés* ». Techniques de l’ingénieur, D2100, pages 1-21, Mai 2009.
- [LEC07] L. LECHEVALLIER, J.-M. LE BRETON, Ph. TENAUD, A. MOREL, S. BRASSARD, « *Aimants permanents – Applications et perspectives* ». Techniques de l’ingénieur, D2102, pages 1-17, Mai 2007.
- [LED12] C. LEDOUX, « *Conception par optimisation de convertisseurs statiques pour applications mono-convertisseur multi-machines séquentielles ; Contribution à l’optimisation du placement-routage* ». Thèse de Doctorat de Supélec et de l’Université Paris-Sud XI, Déc. 2012.
- [MEE10] D. MEEKER, “*Finite Element Method Magnetics – User’s Manual*”. Oct. 2010.
- [LIP04] T. A. LIPO, “*Introduction to AC Machine Design*”. Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, 2004.

- [LIP91] T. A. LIPO, “*Synchronous reluctance machines – A viable alternative for AC drivers?*”. Electric Machines and Power Systems, pp. 659-671, April 1991.
- [MEL91] P.H. MELLOR, D. ROBERTS, D.R. TURNER, “*Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design*”. IEE Proceedings-B, vol. 138, no. 5, pp. 205–218, Sept. 1991.
- [NIA05] P. NIAZI “*Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor. Design and performance improvement*”. Thesis for the degree of Doctor of Philosophy at Texas A&M University, USA, Dec. 2005.
- [POL98] M. POLOUJADOFF, « *Machines asynchrones – Régime permanent* ». Techniques de l’ingénieur, D3480, pages 1-17, Août 1998.
- [PRI05] K. PRICE, R. M. STORN, J. A. LAMPINEN, “*Differential Evolution - A Practical Approach to Global Optimization*”. 2005.
- [RAM06] T. RAMINOSOA, « *Optimisation des performances des Machines Synchro-Réductantes par réseau de perméances* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 215 pages, Oct. 2006.
- [ROU04] O. ROUDENKO « *Application des Algorithmes Évolutionnaires aux Problèmes d’Optimisation Multi-Objectif avec Contraintes* ». Thèse de doctorat, École Polytechnique, 155 pages, Mars 2004.
- [SAI01] J. SAINT-MICHEL, « *Bobinage des machines tournantes à courant alternatif* ». Techniques de l’ingénieur, D3420, pages 1-24, 2001.
- [SAI11] J. SAINT-MICHEL, « *Adaptation des machines à aimants aux cahiers des charges* ». Fév. 2011
- [SAI13] J. SAINT-MICHEL, “*Eddy current and AC losses in windings*”. Document Leroy-Somer, 2013
- [SES11] B. SESANGA, « *Optimisation de Gammes : Application à la conception des machines synchrones à concentration de flux* ». Thèse de doctorat, Génie électrique, Institut Polytechnique de Grenoble, 147 pages, Fév. 2011.
- [STO97] R. M. STORN, K. PRICE, “*Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for global Optimization over Continuous Spaces*”. Journal of Global Optimization, Volume 11, Issue 4, pp. 341-359, Dec. 1997.
- [TAL07] S. TALEBI, P. NIAZI, H. TOLİYAT, “*Design of Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motors Made Easy*”. IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007, pp. 2242-2248, Sept. 2007.

- [TDK11] TDK, “*Neodymium Iron Boron Magnets – NEOREC series*”. May 2011
- [THI97] S. THIEBLIN, « *Analyse et modélisation du comportement thermique d’un moteur électrique soumis à des régimes de charge et de vitesse variables. Application au moteur de traction d’un véhicule électrique* ». Thèse de doctorat, Aérodynamique et mécanique des fluides, combustion, thermique, Université de Poitiers, 204 pages, Déc. 1997.
- [VAG92] A. VAGATI, G. FRANCESCHINI, I. MARONGIU, G.P. TROGLIA, “*Design criteria of high performance Synchronous Reluctance Motors*”. IEEE-IAS Annual Meeting, Houston, U.S.A., Oct. 1992.
- [VAG94] A. VAGATI, “*The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives*”. IEEE 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, vol. 1, pp. 1-13, Sep. 1994.
- [VAG98] A. VAGATI, M. PASTORELLI, G. FRANCESCHINI, S. CORNEL PETRACHE, “*Design of Low-Torque-Ripple Synchronous Reluctance Motors*”. IEEE Transactions on Industry Applications, July/August-1998.
- [WIK01] WIKIPÉDIA, « *Nouveau cycle européen de conduit* ». http://fr.wikipedia.org/wiki/Nouveau_cycle_européen_de_conduite
- [WIK02] WIKIPÉDIA, « *Méthode des différences finies* ». http://fr.wikipedia.org/wiki/Méthode_des_différences_finies
- [WIK05] WIKIPÉDIA, “*k-means clustering*”. http://en.wikipedia.org/wiki/K-means_clustering
- [WLT12] WLTP-DHC-12-07 - WLTP-DHC, “*WLTC cycles for validation 2, based on the following preliminary vehicle classification*”, 2012. http://www.unece.org/trans/main/wp29/wp29wgs/wp29grpe/wltp_dhc12.html
- [ZAI09] M. E.-H. ZAIM, “*High-Speed Solid Rotor Synchronous Reluctance Machine Design and Optimization*”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, pages 1796-1799, March 2009.